

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 716 677**

51 Int. Cl.:

H04B 1/7075 (2011.01)

H04B 1/7087 (2011.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **15.05.2014 PCT/JP2014/062971**

87 Fecha y número de publicación internacional: **19.11.2015 WO15173928**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **15.05.2014 E 14891839 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **20.02.2019 EP 3145091**

54 Título: **Aparato de demodulación**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
14.06.2019

73 Titular/es:
MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION (100.0%)
7-3, Marunouchi 2-chome, Chiyoda-ku
Tokyo 100-8310, JP

72 Inventor/es:
FUJIMURA, AKINORI

74 Agente/Representante:
ELZABURU, S.L.P

ES 2 716 677 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Aparato de demodulación

Campo

5 La presente invención se refiere a un aparato de demodulación que desensancha y demodula una señal recibida en un sistema de comunicación de espectro ensanchado.

Antecedentes

10 En un sistema de comunicación de espectro ensanchado, un dispositivo de comunicación en el lado de la transmisión (un transmisor) realiza una modulación primaria sobre los datos de transmisión, y multiplica aún más los datos obtenidos mediante la modulación primaria mediante un código de ensanchamiento para realizar el procesamiento del espectro ensanchado. A continuación, el dispositivo de comunicación convierte una señal, obtenida mediante la realización de un procesamiento de espectro ensanchado, en una señal con una banda de radiofrecuencia y, después, transmite la señal obtenida mediante la conversión a un dispositivo de comunicación de contraparte (receptor). Mientras tanto, tras la recepción de la señal del dispositivo de comunicación de contraparte, el dispositivo de comunicación en el lado de recepción desensancha la señal recibida multiplicando la señal recibida por un código de ensanchamiento que es el mismo que el código de ensanchamiento que ha sido utilizado para la multiplicación del dispositivo de comunicación en el lado de transmisión, en sincronización con una temporización deseada, integra la energía de la señal desensanchada durante un período de código de ensanchamiento, y, además, realiza la determinación de bits en base a un resultado adicional obtenido agregando los resultados de la integración.

20 Como técnica convencional aplicable al dispositivo de comunicación en el lado de recepción en el sistema de comunicación de espectro ensanchado, existe un circuito de descodificación de datos descrito en la bibliografía de patente 1 que figura a continuación, por ejemplo. El circuito de descodificación de datos descrito en la bibliografía de patente 1 que se enumera a continuación utiliza un valor de correlación cruzada para determinar un período de código de ensanchamiento, obtiene un valor de correlación de datos de bits en un período idéntico al período de código de ensanchamiento a fin de realizar con precisión la determinación de bits, y demodula la señal recibida.

Lista de citas

Bibliografía de patentes

Bibliografía de patente 1: Solicitud de patente japonesa abierta a consulta pública N° H5-327657

Bibliografía de patente 2: US 2011 / 013 674 A1

30 **Compendio**

Problema técnico

35 Sin embargo, se presume que el circuito de descodificación de datos descrito en la bibliografía de patente 1 enumerada anteriormente es aplicable a un llamado sistema síncrono, en el que el período de los datos de bits (período de datos de bits) y el período del código de ensanchamiento están en una relación múltiple integral (incluido el caso en el que ambos son iguales), pero no se ha considerado que se aplique a un sistema en el que el período de los datos de bits y el período del código de ensanchamiento se encuentren en una relación múltiple no integral, es decir, un sistema asíncrono.

40 Por esa razón, si el circuito de descodificación de datos mencionado anteriormente es aplicado a un sistema asíncrono en el que los datos de bits cambian en medio del período del código de ensanchamiento, la cantidad de energía obtenida después de integrar y agregar la energía de una señal recibida puede ser menor que una cantidad ideal de energía. Esto da como resultado el problema de que la precisión de sincronización se deteriora.

La bibliografía de patente 2 se refiere a una tecnología para regenerar una temporización de procesamiento para realizar una demodulación de bits de alta precisión en una señal recibida después de un procesamiento de ensanchamiento inverso en un sistema de comunicación de espectro ensanchado.

45 Mientras tanto, en el caso de que se implemente un sistema de comunicación de espectro ensanchado aplicando el circuito convencional de descodificación de datos a la vez que se suprime el deterioro de la precisión de sincronización, el diseño del mismo requiere la consideración de que el período de datos de bits y el período de código de ensanchamiento deben estar en una relación integral-múltiple. Por lo tanto, ha habido el problema en que el período de datos de bits, es decir, una velocidad de bits, no se puede establecer de manera arbitraria.

50 Se considera otro método en el que, tal como señal piloto para la sincronización de código de ensanchamiento o la sincronización de la frecuencia de la portadora, un código de ensanchamiento diferente del código de

ensanchamiento para la comunicación de datos mencionada anteriormente es multiplexado y transmitido por separado, y un receptor utiliza esta señal piloto para realizar la sincronización de código de ensanchamiento o la sincronización de la frecuencia de la portadora. Sin embargo, en este caso, una porción de un recurso de potencia en el lado de la transmisión es asignada a la señal piloto. Como resultado, se reduce la potencia de la señal utilizada originalmente para la comunicación de datos. Esto causa un problema adicional, tal como la reducción de la distancia de comunicación.

La presente invención se ha logrado a la vista de las circunstancias anteriores, y un objetivo de la presente invención es proporcionar un aparato de demodulación que sea capaz de lograr la sincronización de código, la sincronización de la frecuencia de la portadora o la sincronización de los bits sin utilizar una señal piloto, independientemente de la relación entre el período de datos de bits y el período del código de ensanchamiento, es decir, incluso en el sistema asíncrono descrito anteriormente, y realizar una demodulación a la vez que se suprime el deterioro de la tasa de errores de bits.

Solución al problema

Para resolver el problema mencionado anteriormente y lograr el objetivo, la presente invención proporciona un aparato de demodulación de acuerdo con las características de la reivindicación 1. En particular, se proporciona un aparato de demodulación que demodula datos recibidos de espectro ensanchado, comprendiendo el aparato: una unidad de filtro, que elimina componentes de ruido de datos recibidos desensanchados; una unidad de conversión de potencia, que convierte cada valor de muestra de los datos recibidos después de eliminar las componentes de ruido en un valor de potencia; una unidad de agregación cíclica, que agrega cíclicamente el valor de la potencia en períodos de bits de los datos recibidos; una unidad de detección de valor máximo, que detecta un valor máximo de los resultados de agregación cíclica de la unidad de agregación cíclica; una unidad de estimación, que estima una temporización de código de ensanchamiento y una frecuencia de la portadora en base a la información del valor máximo detectada por la unidad de detección de valor máximo; una unidad de generación de código de ensanchamiento, que genera un código de ensanchamiento de acuerdo con un resultado de estimación de una temporización del código de ensanchamiento obtenida por la unidad de estimación; y una unidad de generación de señal local, que establece una frecuencia de la señal local de acuerdo con un resultado de estimación de la frecuencia de la portadora obtenida por la unidad de estimación.

Efectos ventajosos de la invención

De acuerdo con la presente invención, es posible realizar un aparato de demodulación que no tiene un deterioro del rendimiento de demodulación incluso cuando el período de los datos de bits y el período del código de ensanchamiento no están sincronizados.

Breve descripción de los dibujos

La figura 1 es un esquema que ilustra un ejemplo de configuración de un aparato de demodulación de acuerdo con una primera realización de la presente invención.

La figura 2 es un gráfico que ilustra un ejemplo del procesamiento de espectro ensanchado realizado por un dispositivo de comunicación en el lado de la transmisión.

La figura 3 es un esquema que ilustra un ejemplo de configuración de una unidad de extracción de la potencia de correlación.

La figura 4 es un gráfico que ilustra ejemplos de operación de la unidad de extracción de la potencia de correlación.

La figura 5 es un gráfico que ilustra ejemplos de operación de la unidad de extracción de la potencia de correlación.

La figura 6 es un diagrama de flujo que ilustra un ejemplo del procesamiento de demodulación.

La figura 7 es un esquema que ilustra una modificación de la unidad de extracción de la potencia de correlación.

figura 8 es un esquema que ilustra un ejemplo de configuración de un filtro de promediación móvil por división de tiempo.

La figura 9 es un esquema que ilustra un ejemplo de configuración de una unidad de agregación cíclica del tipo de división en el tiempo.

La figura 10 es un gráfico para explicar una operación de una unidad de detección de la fase del código.

Descripción de realizaciones

Las realizaciones de un aparato de demodulación de acuerdo con la presente invención se describirán a continuación en detalle con referencia a los dibujos. La presente invención no está limitada a las realizaciones.

Primera realización

La figura 1 es un esquema que ilustra un ejemplo de configuración de un aparato de demodulación de acuerdo con una primera realización de la presente invención. Tal como se ilustra en la figura 1, el aparato de demodulación está configurado para incluir una unidad de detección en cuadratura 10, una unidad de NCO de portadora (oscilador de control numérico – Numerically Control Oscillator, en inglés) 20, unidades de extracción de la potencia de correlación 30, 31 y 32, una unidad de detección de la fase del código 33, una unidad de generación de código 34, una unidad de generación de reloj 40, una unidad de enganche de datos 41, una unidad de detección de desviación de la frecuencia de la portadora 50, una unidad de detección de la fase de la portadora 60, una unidad de determinación de datos 61, una unidad de control del procesamiento de demodulación 80, multiplicadores 101, 102 y 103, y circuitos biestables 104 y 105.

El aparato de demodulación ilustrado en la figura 1 demodula una señal de espectro ensanchado en un receptor que constituye un dispositivo de comunicación en un sistema de comunicación de espectro ensanchado.

En primer lugar, las características del aparato de demodulación de acuerdo con la presente realización se describen con referencia a la figura 2. Tal como se ilustra en la figura 2, incluso cuando un período de código de ensanchamiento y un período de bits (período de datos de bits) están en una relación de múltiplo no entero, el aparato de demodulación de la presente realización logra la sincronización de los códigos de ensanchamiento, la sincronización de la frecuencia de la portadora, la sincronización de los bits y la sincronización de la fase de la portadora, y, como resultado, demodula los datos con características mejoradas de tasa de error de bits. La figura 2 es un gráfico que ilustra un ejemplo de procesamiento del espectro de ensanchamiento realizado por un dispositivo de comunicación en el lado de la transmisión.

Tal como se ilustra en la figura 2, incluso cuando un período de datos de bits en el que se debe transmitir información se encuentra en una relación de múltiplo no entero con el período del código de ensanchamiento, el dispositivo de comunicación en el lado de la transmisión multiplica los datos de bits por el código de ensanchamiento para realizar un procesamiento de espectro ensanchado. El código de ensanchamiento (denominado asimismo "código PN (pseudoaleatorio)") ilustrado en la figura 2 se expresa en el período del código de ensanchamiento, con el fin de simplificar la descripción, pero, en la práctica, el código de ensanchamiento incluye una secuencia aleatoria de varios cientos a varias decenas de miles de chips por longitud de código.

En este caso, tal como se ilustra en la figura 2, en los datos de espectro ensanchado, se determina un signo {inversión, no inversión} del código de ensanchamiento por período de bits, independientemente del período del código de ensanchamiento.

El aparato de demodulación de acuerdo con la presente realización es capaz de demodular estos datos ensanchados tal como se ilustra en la figura 2, de manera independiente, sin utilizar una señal de sincronización adicional, tal como una señal piloto. Además, el aparato de demodulación de acuerdo con la presente realización consigue fácilmente una velocidad de bits variable.

El procesamiento de demodulación realizado por el aparato de demodulación de la presente realización se describe a continuación en detalle.

En primer lugar, se describen las operaciones básicas de la unidad de extracción de la potencia de correlación 31 ilustrada en la figura 1. Las configuraciones de las unidades de extracción de la potencia de correlación 30 y 32 y las operaciones de cada elemento constituyente de estas unidades son las mismas que las de la unidad de extracción de la potencia de correlación 31. Por lo tanto, las descripciones de la configuración de las unidades de extracción de la potencia de correlación 30 y 32 y las operaciones de cada elemento constitutivo de estas unidades se omiten.

La unidad de extracción de la potencia de correlación 31 es una unidad central para procesamiento de demodulación. Esta unidad puede extraer una potencia de correlación cruzada entre una señal recibida y una réplica del código de ensanchamiento (código de ensanchamiento generado por la unidad de generación de código 34) incluso cuando el período de los datos de bits y el período del código de ensanchamiento están en una relación de múltiplo no entero.

La figura 3 es un esquema que ilustra un ejemplo de configuración de la unidad de extracción de la potencia de correlación 31. Tal como se ilustra en la figura 3, la unidad de extracción de la potencia de correlación 31 incluye un filtro de banda variable 310 construido de un filtro de descarga de integración 301 y un filtro de promediación móvil 302, una unidad de control de filtro 320, una unidad de conversión de potencia 330, una unidad de agregación cíclica 340 construida de un sumador 341, un registro de desplazamiento 342 y un multiplicador 343, y una unidad de detección de valor máximo / medición de valor medio 350.

Tal como se ilustra en la figura 1, en la etapa anterior de la unidad de extracción de la potencia de correlación 31, una réplica del código de ensanchamiento generada por la unidad de generación de código 34 es multiplicada por los datos recibidos a través del circuito biestable 105. Antes de ser multiplicados por el código de ensanchamiento, los datos recibidos son convertidos en dominio de una frecuencia intermedia a una frecuencia de banda base por la

unidad de detección de cuadratura 10. Es decir, los datos recibidos emitidos desde la unidad de detección de cuadratura 10 se expresan como un número complejo de I y Q. Aunque no se ilustra, se supone que se debe realizar una conversión de analógico a digital (muestreo) más arriba de la unidad de detección de cuadratura 10, o inmediatamente después de la unidad de detección de cuadratura 10.

5 Las operaciones de la unidad de extracción de la potencia de correlación 31 se describen con referencia a las figuras 3, 4 y 5. En los datos introducidos en la unidad de extracción de la potencia de correlación 31, por ejemplo, tal como se ilustra en (a) y (b) de la figura 4, cuando un delimitador de un código de ensanchamiento de los datos recibidos es alineado con un delimitador de la réplica del código de ensanchamiento generada por la unidad de generación de código 34 (es decir, cuando se establece la sincronización del código de ensanchamiento) y cuando
10 una desviación de la frecuencia de la portadora se elimina por completo (es decir, cuando se establece la sincronización de la frecuencia de la portadora), los datos de bits son restaurados tal como se ilustra en la figura 4(c). La figura 4(c) ilustra los datos introducidos en la unidad de extracción de la potencia de correlación 31, es decir, los datos de la entrada al filtro de banda variable 310.

15 Por otro lado, tal como se ilustra en (a) y (b) de la figura 5, cuando un delimitador del código de ensanchamiento de los datos recibidos no está alineado con un delimitador de la réplica del código de ensanchamiento generada por la unidad de generación de código 34 (es decir, cuando no se ha establecido la sincronización del código de ensanchamiento), o cuando existe una desviación de la frecuencia de la portadora (es decir, cuando no se ha establecido la sincronización de la frecuencia de la portadora), los datos de entrada tienen una forma de onda aleatoria tal como se ilustra en la figura 5(c), por ejemplo, y por lo tanto los datos de bits no se restauran.

20 Por consiguiente, se puede detectar si la sincronización del código de ensanchamiento y la sincronización de la frecuencia de la portadora están ambas establecidas, detectando si los datos de bits ilustrados en la figura 4(c) y la figura 5(c) han sido restaurados. Sin embargo, en una ruta de ensanchamiento real para una señal de espectro ensanchado, el ruido gaussiano es predominante y se agrega a la señal recibida. Por lo tanto, hay demasiados componentes de ruido que lo hacen imposible en la etapa de la figura 4(c) y la figura 5(c) para determinar si los
25 datos de bits han sido o no restaurados.

En el aparato de demodulación de acuerdo con la presente realización, la unidad de extracción de la potencia de correlación 31 realiza un proceso de filtrado, un proceso de agregación de potencia y un proceso de detección de valor máximo, que se describen a continuación, para extraer una potencia de correlación cruzada entre una señal recibida y una réplica del código de ensanchamiento generada por la unidad de generación de código 34, para
30 eliminar de este modo las componentes de ruido de los datos de entrada.

En el caso en el que la unidad de extracción de la potencia de correlación 31 extrae una potencia de correlación cruzada, el filtro de la variable de banda 310 limita en primer lugar la señal recibida a un ancho de banda correspondiente a una velocidad de bits para eliminar las componentes del ruido fuera de banda de la señal recibida. Tal como se ilustra en la figura 3, el filtro de banda variable 310 está configurado por el filtro de descarga de
35 integración 301 y el filtro de promediación móvil 302. Sin embargo, cuando se permite una operación de alta velocidad y un aumento en el número de etapas del registro de desplazamiento, el filtro de banda variable 310 puede ser configurado solo por el filtro de promediación móvil 302. En este caso, es suficiente que la duración de la media móvil realizada por el filtro de promediación móvil 302, es decir, el número de etapas de promediación móvil se establezca en de acuerdo con el período de bits de la señal recibida. De aquí en adelante, en aras de la sencillez,
40 a continuación, se proporciona una descripción para una operación en el caso en el que el filtro de banda variable 310 está configurado solo por el filtro de promediación móvil 302.

Para lograr una banda variable, es decir, una velocidad de bits variable, cuando la velocidad de bits es mayor (= cuando el período de bits es más corto), el número de etapas de promediación móvil debe ser controlado para que sea más pequeño, y cuando la velocidad de bits es más baja (= cuando el período de bits es más largo), el número
45 de etapas de promediación móvil debe ser controlado para que sea mayor. Este control es ejecutado por la unidad de control de filtro 320 en base a la información de la velocidad de bits de la señal recibida y a la información de velocidad de muestreo de los datos de entrada. En el caso de que no sea necesaria una velocidad de bits variable, el control descrito anteriormente no es necesario.

La figura 4(d) ilustra una forma de onda obtenida a partir de los datos de bits restaurados (figura 4(c)), es decir, los
50 datos de entrada han sido sometidos a una promediación móvil en el período de bits, a condición de que la sincronización del código de ensanchamiento y la sincronización de la portadora hayan sido establecidas. Debido a que la promediación móvil se realiza sobre señales de banda base en la práctica, la promediación móvil se realiza respectivamente sobre una componente del canal I y sobre una componente del canal Q. En este caso, tal como se ilustra en la figura 4(d), la forma de onda de la señal después de realizar la promediación móvil se convierte en una
55 forma de onda triangular. Si cada fragmento de datos marcado con un círculo en la figura 4(d) puede ser muestreado con el reloj de bits, se puede obtener una señal con la relación S/N (Señal a Ruido - Signal to Noise, en inglés) más alta. Al realizar la detección de fase en la señal muestreada con una alta relación S/N, se pueden obtener características mejoradas de tasa de error de bits. Cada fragmento de datos marcado con un círculo corresponde a un valor de correlación cruzada entre una señal recibida obtenida en una duración del período de bits y una réplica del código de ensanchamiento generada por la unidad de generación de código 34.
60

A través de los procesos subsiguientes, la unidad de extracción de la potencia de correlación 31 identifica una posición de cada fragmento de datos marcado con un círculo, y también envía información de la integración de la potencia de cada fragmento de datos marcado con un círculo, es decir, datos de la correlación cruzada obtenidos en el periodo de un bit.

5 Con la condición de que no se establezca la sincronización del código de ensanchamiento (o frecuencia de la portadora) tal como se ilustra en la figura 5(d), solo se introducen las componentes de ruido en la unidad de extracción de la potencia de correlación 31. Por lo tanto, incluso la salida del filtro de banda variable 310 después de que se realiza la promediación móvil sobre las componentes de ruido, no puede tener una amplitud alta, sino que se emite una forma de onda con baja amplitud no regulada.

10 A continuación, la unidad de conversión de potencia 330 convierte los datos de la banda base (I, Q) emitidos desde el filtro de banda variable 310 (filtro de promediación móvil 302) a los datos de potencia $R (= I^2 + Q^2)$. Bajo la condición de que se establezcan la sincronización del código de ensanchamiento y la sincronización de la frecuencia de la portadora, una forma de onda triangular ilustrada en la figura 4(d) se comporta de una manera que tiene su amplitud negativa duplicada en el lado positivo, y por lo tanto tal como se ilustra en la figura 4(e), la forma de onda triangular se convierte en una secuencia de datos de potencia con componentes que tienen una frecuencia dos veces mayor que la de la onda triangular.

A continuación, la unidad de agregación cíclica 340 agrega de manera cíclica los datos de potencia emitidos desde la unidad de conversión de potencia 330 en periodos de bits.

20 El número de etapas del registro de desplazamiento 342 dentro de la unidad de agregación cíclica 340 se establece mediante la unidad de control del filtro 320, y se establece en un valor idéntico al número de etapas de promediación móvil del filtro de promediación móvil 302 ubicado en la etapa anterior.

Por ejemplo, cuando un período de bits de los datos recibidos es equivalente a una duración promedio de 1022 etapas del filtro de promediación móvil 302, el número de etapas del filtro de promediación móvil 302 y la cantidad de etapas del registro de desplazamiento 342 dentro de la unidad de agregación cíclica 340 se establecen ambos en 1022 etapas. Cuando un período de bits de los datos recibidos es equivalente a una duración promedio de 32 etapas del filtro de promediación móvil 302, el número de etapas del filtro de promediación móvil 302 y el número de etapas del registro de desplazamiento 342 dentro de la unidad de agregación cíclica 340 están configuradas en 32 etapas. Tal como se describió anteriormente, el número de etapas de promediación móvil se establece de acuerdo con el período de bits y, en consecuencia, el número de etapas del registro de desplazamiento dentro de la unidad de agregación cíclica 340 también se establece de acuerdo con el período de bits. En el caso de que el aparato de demodulación se adapte a múltiples velocidades de bits, basta con diseñar el aparato de demodulación de tal manera que el número mencionado de etapas de promediación móvil y el número mencionado de etapas del registro de desplazamiento dentro de la unidad de agregación cíclica 340 se pueda configurar como variable (por ejemplo, {32 etapas, 1022 etapas}) según múltiples periodos de bits.

35 En un caso en el que las componentes del ruido fuera de banda son eliminadas solo por el filtro de promediación móvil 302, un estado en el que la velocidad de muestreo de los datos introducidos en la unidad de extracción de la potencia de correlación 31 es cientos o más veces mayor que la velocidad de bits (por ejemplo, 1022 etapas, tal como se ha descrito anteriormente) conduce a un sobremuestreo que es mayor que la velocidad de bits en los procesos en el filtro de promediación móvil 302 dentro de la unidad de extracción de la potencia de correlación 31, o después del mismo, incurriendo con ello en un aumento del consumo de potencia y un aumento en el número de etapas de cada registro de desplazamiento del filtro de promediación móvil 302 y la unidad de agregación cíclica 340. Como contramedidas para la aparición de dicho problema, el filtro de descarga de integración 301 ilustrado en la figura 3 se coloca en la etapa anterior del filtro de promediación móvil 302.

45 Se describe el filtro de descarga de integración 301. Cuando el número de etapas del filtro de descarga de integración 301 se define como D, el filtro de descarga de integración 301 repite una operación de integrar D fragmentos de datos introducidos de manera continua y emitir el resultado de la integración. Cuando se envía el resultado de la integración, el valor integrado es borrado (descargado) y, a continuación, el filtro de descarga de integración 301 integra los D fragmentos de datos subsiguientes introducidos de manera continua. A partir de entonces, se repite el mismo proceso. Con este proceso, las componentes del ruido incluidas en los datos de entrada se pueden reducir y, también, la velocidad de muestreo de datos se puede reducir. Es decir, la velocidad de muestreo para los datos emitidos por el filtro de descarga de integración 301 se puede reducir a $1/D$ de una velocidad de muestreo de los datos de entrada.

55 Por ejemplo, en un caso en el que la velocidad de muestreo para los datos introducidos en la unidad de extracción de la potencia de correlación 31 es 320 veces más alta que la velocidad de bits, una configuración que no tiene el filtro de descarga de integración 301 requiere 320 etapas como el número de etapas de cada registro de desplazamiento del filtro de promediación móvil 302 y la unidad de agregación cíclica 340, y la velocidad de operación también es 320 veces más alta que la velocidad de bits para llevar a una operación de alta velocidad. Mientras tanto, en las mismas condiciones, una configuración que tenga un filtro de descarga de integración 301 solo necesita establecer $D = 20$ como el número de etapas D del filtro de descarga de integración 301, por ejemplo,

lo que permite reducir la velocidad de operación en la salida del filtro de descarga de integración 301 o después del mismo, a una velocidad que es 16 (= 320/20) veces mayor que la velocidad de bits. En consecuencia, bastan 16 etapas para cada registro de desplazamiento del filtro de promediación móvil 302 y la unidad de agregación cíclica 340. Tal como se describió anteriormente, al incorporar adicionalmente el filtro de descarga de integración 301, se pueden reducir el tamaño del circuito y el consumo de potencia.

Diseñando el filtro de descarga de integración 301 de tal manera que el número de etapas D del mismo se establezca como variable, el aparato de demodulación puede ser adaptado a diversas velocidades de bits. Por ejemplo, hay tres tipos de velocidades de bits, que son respectivamente {1/32 veces, 1/128 veces, 1/1024 veces} tan altas como la velocidad de muestreo de los datos introducidos en la unidad de extracción de la potencia de correlación 31 (es decir, cuando el número de muestras en exceso con respecto a la velocidad de bits es {32, 128, 1024}). En este caso, el filtro de descarga de integración 301 está diseñado de tal manera que el número de etapas D del mismo se puede establecer en cualquiera de tres valores diferentes {2 etapas, 8 etapas, 64 etapas}, y el número de etapas de cada registro de desplazamiento del filtro de promediación móvil 302 y la unidad de agregación cíclica 340 se establece en 16 etapas. Por consiguiente, el aparato de demodulación se puede adaptar a tres tipos de velocidades de bits, al tiempo que reduce el tamaño del circuito y el consumo de potencia.

El ajuste del número de etapas en cada registro de desplazamiento de la manera descrita anteriormente se realiza mediante la unidad de control del filtro 320. La unidad de control del filtro 320 adquiere información de la velocidad de muestreo de los datos de entrada e información de la velocidad de bits de los datos recibidos de la unidad de control del procesamiento de demodulación 80 (ver figura 1). Sobre la base de estos dos tipos de información adquiridos, la unidad de control del filtro 320 decide el número de etapas del filtro de descarga de integración 301 y la cantidad de etapas de cada registro de desplazamiento del filtro de promediación móvil 302 y la unidad de agregación cíclica 340, y establece los números de etapas decididos en estos filtros y en la unidad de agregación.

La información de la velocidad de bits y la información de la velocidad de muestreo de los datos de entrada a ser introducidas desde la unidad de control del procesamiento de demodulación 80 hasta la unidad de control del filtro 320 son proporcionadas desde un sistema de orden superior (por ejemplo, una CPU) a la unidad de control de procesamiento de demodulación 80 antes del inicio de la comunicación.

Volviendo a la descripción en la unidad de agregación cíclica 340, en la unidad de agregación cíclica 340, los datos suministrados desde el registro de desplazamiento 342 son multiplicados por un coeficiente de olvido α en el multiplicador 343, y los datos tras la multiplicación son agregados a los datos de entrada subsiguientes de la unidad de conversión de potencia 330 por el sumador 341. Los datos posteriores a la adición se introducen de nuevo en el registro de desplazamiento 342. Dependiendo del coeficiente de olvido α ($0 < \alpha < 1$), se decide una constante de tiempo de la unidad de agregación cíclica 340. A medida que el valor de α aumenta, la constante de tiempo aumenta, incrementando de este modo la resistencia al ruido. Sin embargo, a medida que el valor de α aumenta, el rendimiento del seguimiento a un desplazamiento de fase de bits se deteriora más. Por lo tanto, el valor de α se establece adecuadamente de acuerdo con un sistema a ser aplicado. El coeficiente de olvido puede ser establecido en 1 en una operación de captura inicial de comprobación repetida de presencia o ausencia de correlación y restablecimiento de este circuito (unidad de extracción de la potencia de correlación 31) muchas veces mientras cambian las condiciones. En ese caso, hay una limitación adicional de comprobación de presencia o ausencia de correlación durante una cierta cantidad de tiempo en el que el resultado de la agregación cíclica no sufre desbordamiento. Sin embargo, debido a que $\alpha = 1$, se elimina un proceso de multiplicación de α , lo que conduce a una reducción en la cantidad de cálculo.

Cuando una secuencia de datos de la potencia emitida desde la unidad de conversión de potencia 330 está definida como R_i ($i = 0, 1, 2, \dots$), y por ejemplo, el número de etapas del registro de desplazamiento 342 se establece en $M = 8$ etapas, y el número de ocurrencias de agregación cíclica se establece en $J = 4$, los valores C_0 a C_7 dentro del registro de desplazamiento 342 después de cuatro veces de agregación cíclica se expresan como las siguientes ecuaciones (1) a (8), respectivamente.

$$C_0 = R_0 \times \alpha^3 + R_8 \times \alpha^2 + R_{16} \times \alpha + R_{24} \quad \dots(1)$$

$$C_1 = R_1 \times \alpha^3 + R_9 \times \alpha^2 + R_{17} \times \alpha + R_{25} \quad \dots(2)$$

$$C_2 = R_2 \times \alpha^3 + R_{10} \times \alpha^2 + R_{18} \times \alpha + R_{26} \quad \dots(3)$$

$$C_3 = R_3 \times \alpha^3 + R_{11} \times \alpha^2 + R_{19} \times \alpha + R_{27} \quad \dots(4)$$

$$C_4 = R_4 \times \alpha^3 + R_{12} \times \alpha^2 + R_{20} \times \alpha + R_{28} \quad \dots(5)$$

$$C_5 = R_5 \times \alpha^3 + R_{13} \times \alpha^2 + R_{21} \times \alpha + R_{29} \quad \dots(6)$$

$$C_6 = R_6 \times \alpha^3 + R_{14} \times \alpha^2 + R_{22} \times \alpha + R_{30} \quad \dots(7)$$

$$C_7 = R_7 \times \alpha^3 + R_{15} \times \alpha^2 + R_{23} \times \alpha + R_{31} \quad \dots(8)$$

De manera similar, cuando el número de etapas del registro de desplazamiento 342 se definen como M, y el número de ocurrencias de agregación cíclica se define como J, los valores C_n ($n = 0, 1, 2, \dots, M-1$) dentro de cada registro de desplazamiento después de J veces de agregación cíclica se expresan como la siguiente ecuación (9).

[Fórmula 1]

$$C_n = \sum_{k=1}^J \alpha^{J-k} \times R_{(k-J)M+n} \quad \dots(9)$$

5
Bajo la condición de que se establezca la sincronización del código de ensanchamiento y la sincronización de las portadoras, cuando la agregación cíclica tal como se ha descrito anteriormente continúa sobre una pluralidad de bits (varias decenas de bits), el valor C_n ($n = 0, 1, 2, \dots, M-1$) dentro del registro de desplazamiento 342 se convierte en un valor grande como conjunto. Además, cuando los datos de bits realizan transiciones aleatorias (C_n ($n = 0, 1, 2, \dots, M-1$)) muestran características de que el valor es un valor máximo en una temporización de los datos marcados con un círculo en la figura 4(d).

10
Por ejemplo, en el ejemplo de la figura 4, después de que la agregación cíclica de los datos de potencia en la figura 4(e) es llevada a cabo en las temporizaciones de agregación cíclica ilustradas, el resultado en un momento del tiempo en el que ha transcurrido el tiempo para 16 bits se ilustra en la figura 4(f). Centrándose en los datos de potencia en la figura 4(e), bajo la condición de que se establezcan la sincronización del código de ensanchamiento y la sincronización de la frecuencia de la portadora, cuando las transiciones de datos de bits son aleatorias, los datos de potencia se comportan como una onda triangular, pero cuando no hay una transición de datos de bits, los datos de potencia se comportan como una corriente directa. Asimismo, existe una relación en la cual una posición máxima de la onda triangular ilustrada en la figura 4(e) corresponde a una temporización de los datos marcados con un círculo en la figura 4(d). Por lo tanto, cuando los datos de potencia en la figura 4(e) están integrados en los periodos de bits, las características de C_n ($n = 0, 1, 2, \dots, M-1$) se convierten en un valor grande en el conjunto, mientras que muestran características convexas hacia arriba, como se ilustra en la figura 4(f). Una posición en la que se indica un valor máximo de la misma corresponde a una temporización de los datos marcados con un círculo.

15
En la figura 4(f), los datos de "valor máximo" se ilustran con un círculo negro (*). Es decir, estos datos de valor máximo son una potencia de correlación que se obtiene integrando en potencia el valor de la correlación cruzada entre una señal recibida obtenida en una duración del período de bits y una réplica del código de ensanchamiento generada por la unidad de generación de código 34. Tal como se ilustra en la figura 4, bajo la condición de que se establezca la sincronización del código de ensanchamiento y de la sincronización de la portadora, este valor máximo (*) indica un valor alto. Por el contrario, bajo la condición de que no se establezca la sincronización del código de ensanchamiento (o frecuencia de la portadora), el valor máximo (*) se comporta de manera diferente e indica un valor bajo tal como se ilustra en la figura 5.

20
En estas circunstancias, la unidad de medición de la detección del valor máximo / medición del nivel medio 350 en la figura 3 recibe cada valor C_n ($n = 0, 1, 2, \dots, M-1$) dentro del registro de desplazamiento 342 como entrada, y detecta el valor máximo de entre C_n ($n = 0, 1, 2, \dots, M-1$). La unidad de medición de la detección del valor máximo / medición del nivel medio 350 a continuación emite el valor máximo detectado como una potencia máxima de correlación (P), y también genera un número de registro "n" ($n = 0, 1, 2, \dots, M-1$) que corresponde a una posición del valor máximo como información de temporización de los datos de correlación (CT). Además, la unidad de medición de la detección del valor máximo / medición del nivel medio 350 obtiene un valor promedio de los valores de C_n ($n = 0, 1, 2, \dots, M-1$), y genera el valor promedio obtenido como una potencia media de correlación (AP).

25
La figura 4 ilustra un ejemplo de operación en el que se ha producido una transición aleatoria de bits. Sin embargo, suponiendo que no hay ninguna transición de bits tal como un patrón de todo ceros, y que la sincronización del código de ensanchamiento y la sincronización de la portadora están establecidas, C_n ($n = 0, 1, 2, \dots, M-1$) no muestra características convexas hacia arriba, sino que muestra que los valores de C_n están todos al mismo nivel, y aumentan. En este caso, en la posición (CT) del valor máximo, se indica un valor aleatorio. Sin embargo, la potencia media de correlación (AP) se incrementa al mismo nivel que la potencia máxima de correlación (P) en el caso de la transición de datos. Por lo tanto, incluso cuando la unidad de detección del valor máximo / medición del nivel de cobertura 350 selecciona cualquiera de los valores de C_n como valor máximo, se puede obtener una potencia máxima de correlación deseada (P).

30
Por otro lado, en el caso de que la sincronización del código de ensanchamiento o la sincronización de la portadora no estén establecidas, la potencia máxima de correlación (P) disminuye. Por ejemplo, tal como se ilustra en la figura 5, cuando los códigos de ensanchamiento están fuera de sincronización, incluso cuando los datos recibidos están multiplicados por el código de ensanchamiento, los datos de bits no pueden ser restaurados (véase la figura 5(c)). Por esta razón, una salida del filtro variable en banda 310 que promedia de manera móvil los datos recibidos que han sido multiplicados por el código de ensanchamiento también se cambia irregularmente en un nivel bajo, tal como se ilustra en la figura 5(d). En este caso, una secuencia de datos obtenida por la conversión de la potencia de la unidad de conversión de potencia 330 también se cambió de manera irregular a un nivel bajo, tal como se ilustra en la figura 5(e), y los valores del registro C_n ($n = 0, 1, 2, \dots, M-1$) tras la agregación cíclica se reducen todos, tal como

se ilustra en la figura 5(f). Por consiguiente, cuando los códigos de ensanchamiento están fuera de sincronización, la potencia máxima de correlación (P) que es el valor máximo de estos valores de registro, y la potencia media de correlación (AP) también indican un valor bajo. Asimismo, en el caso de que la portadora esté fuera de sincronización cuando la frecuencia de la portadora es desviada en una cantidad igual o mayor que la velocidad de bits, la potencia máxima de correlación (P) y la potencia media de correlación (AP) indican valores pequeños.

La potencia máxima de correlación (P) y la potencia media de correlación (AP) que son obtenidas mediante la unidad de extracción de la potencia de correlación 31 son introducidas en la unidad de control del procesamiento de demodulación 80, y se utilizan para determinar si es posible recibir una señal deseada y para determinar si la sincronización del código y la sincronización de la portadora están establecidas, aunque en la figura 1 se omite la ilustración de las conexiones de la misma.

En, resumen, en el caso de que la sincronización del código de ensanchamiento y la sincronización de la frecuencia de la portadora estén establecidas, en base a la limitación en banda, la agregación cíclica de la potencia de correlación en los períodos de bits y el proceso de detección del valor máximo realizado por la unidad de extracción de la potencia de correlación 31, la potencia máxima de correlación (P) y la potencia media de correlación (AP) que se generan en la unidad de extracción de la potencia de correlación 31 indican valores grandes. Por otro lado, en el caso de que al menos una de la sincronización del código de ensanchamiento y la sincronización de la portadora no esté establecida, ya sea la potencia máxima de correlación (P) o la potencia media de correlación (AP) que se obtiene de la unidad de extracción de la potencia de correlación 31 indica un valor bajo.

Utilizando el comportamiento descrito anteriormente, el aparato de demodulación de acuerdo con la presente realización puede establecer cada sincronización (sincronización de la temporización del código de ensanchamiento, sincronización de la frecuencia de la portadora), y realizar un seguimiento de la sincronización y de la demodulación de datos, incluso en un estado en el que la temporización del código de ensanchamiento y la desviación de la frecuencia de la portadora son irreconocibles, tal como se describe más adelante.

A continuación, se describe el procesamiento de demodulación realizado por el aparato de demodulación en la presente realización. La figura 6 es un esquema de flujo que ilustra un ejemplo del procesamiento de demodulación realizado por el aparato de demodulación en la presente realización.

En el procesamiento de demodulación, en primer lugar, el aparato de demodulación realiza un proceso de sincronización inicial que se describe a continuación, para estimar una temporización del código de ensanchamiento y una frecuencia de la portadora (etapa S1). En este proceso de sincronización inicial, la unidad de control del procesamiento de demodulación 80 transmite una orden de desplazamiento periódico para una réplica del código de ensanchamiento a la unidad de generación de código 34, y también transmite una orden de desplazamiento periódico para una frecuencia local a la unidad de NCO de la portadora 20. Se establece un rango de desplazamiento de código para cubrir la longitud de un solo código de ensanchamiento, y se establece un rango del desplazamiento de la frecuencia local para cubrir una posible desviación máxima de la frecuencia de la portadora.

Tras la recepción de las órdenes de desplazamiento descritas anteriormente, la unidad de generación de código 34 cambia (desplaza) periódicamente la temporización para que un código de ensanchamiento (réplica del código de ensanchamiento) sea enviado al multiplicador 103 y al circuito biestable 105, y la unidad de NCO de la portadora 20 desplaza periódicamente la frecuencia de reloj de las señales locales (señales coseno y seno) que se enviarán a la unidad de detección de cuadratura 10.

La unidad de control del procesamiento de demodulación 80 controla la unidad de generación de código 34 y la unidad de NCO de la portadora 20 de tal manera que los desplazamientos no se producen simultáneamente en ambas unidades. Por ejemplo, en un estado en el que la unidad de generación de código 34 tiene una temporización fija para emitir el código de ensanchamiento, la unidad de NCO de la portadora 20 desplaza periódicamente la frecuencia de una señal local (en adelante, "frecuencia local") en un cierto ancho de paso dentro de un rango especificado (dentro de un rango de desplazamiento de frecuencia local). Al finalizar el desplazamiento periódico de frecuencia local dentro del rango especificado, la unidad de generación de código 34 desplaza la temporización de salida del código de ensanchamiento en una muestra, y en este estado, la unidad de NCO de la portadora 20 desplaza periódicamente la frecuencia local dentro del rango especificado de la manera que se describió anteriormente. Posteriormente, repitiendo el mismo procedimiento, la unidad de generación de código 34 desplaza periódicamente la temporización de salida del código de ensanchamiento dentro del rango especificado (dentro de un rango de desplazamiento de código).

La unidad de extracción de la potencia de correlación 31 obtiene la potencia máxima de correlación (P_k , $k = 0, 1, 2, \dots, ab-1$) y la potencia media de correlación (AP_k , $k = 0, 1, 2, \dots, ab-1$) para $(a \times b)$ fragmentos correspondientes a un valor de multiplicación del número de desplazamientos de código (a) y el número de desplazamientos de frecuencia local (b). Como ya se describió anteriormente, la potencia máxima de correlación (P_k) y la potencia media de correlación (AP_k) obtenida por la unidad de extracción de la potencia de correlación 31 son introducidas en la unidad de control del procesamiento de demodulación 80.

De la manera descrita anteriormente, la unidad de control del procesamiento de demodulación 80 obtiene, de la unidad de extracción de la potencia de correlación 31, una pluralidad de potencias máximas de correlación (P_k) y potencias medias de correlación (AP_k) que se obtienen mientras se desplaza la temporización del código de ensanchamiento y la frecuencia local bidimensionalmente. La unidad de control del procesamiento de demodulación 80 extrae la potencia máxima de correlación P_k , que indica el máximo de la pluralidad de potencias máximas de correlación (P_k) obtenidas bidimensionalmente por la unidad de extracción de la potencia de correlación 31. Además, para confirmar la fiabilidad de la potencia máxima de correlación P_k extraída, la unidad de control del procesamiento de demodulación 80 compara la potencia máxima de correlación P_k extraída con una cierta constante β . (valor umbral) por ejemplo (etapa S2).

5
10
15 Cuando la potencia máxima de correlación P_k satisface la siguiente ecuación (10) (Sí en la etapa S2), la unidad de control del procesamiento de demodulación 80 determina que una señal se ha recibido normalmente, y establece la temporización del código de ensanchamiento y la frecuencia local a la que se obtiene la potencia máxima de correlación P_k a la unidad de generación de código 34 y a la unidad de NCO de la portadora 20, respectivamente (etapa S3). La unidad de generación de código 34 comienza a emitir el código de ensanchamiento en la temporización establecida del código de ensanchamiento, mientras que la unidad de NCO de la portadora 20 comienza a emitir una señal local con la frecuencia establecida.

$$P_k > \beta \dots (10)$$

Como alternativa, tal como se expresa en la siguiente ecuación (10a), la fiabilidad se puede confirmar comparando la potencia media de correlación AP_k con una cierta constante β' .

20 $AP_k > \beta' \dots (10a)$

La unidad de control del procesamiento de demodulación 80 puede detectar la recepción de la señal de un patrón de todo ceros y la recepción de otra señal de otros patrones (patrón aleatorio, patrón 0101) en base a las ecuaciones de flujo, donde γ representa una constante (valor umbral).

$$P_k \leq AP_k \times \gamma \text{ (en el momento de la recepción del patrón todo ceros)} \dots (10b)$$

25 $P_k > AP_k \times \gamma \text{ (en el momento, de la recepción del patrón aleatorio o patrón 0101)} \dots (10c)$

30 Estas detecciones de patrón requieren que se satisfaga la ecuación (10) o la ecuación (10a), y a menos que se satisfaga cualquiera de las dos ecuaciones, entonces la detección no es válida. La información relativa a la detección de estos patrones resulta útil para que el aparato de demodulación solo identifique un estado de la sincronización de la portadora y la sincronización de bits. Por ejemplo, la sincronización de bits no se puede establecer a menos que se reciba el patrón aleatorio o el patrón 0101, pero esta sincronización de bits se puede detectar en base a si se satisface o no la ecuación anterior (10c).

35 Por otra parte, cuando la ecuación (10) no se cumple (NO en la etapa S2), se determina que una señal no se recibe en un estado normal, debido a la pérdida de señal y similares, y se determina que la fiabilidad de las condiciones (una combinación del valor establecido de la temporización de código con el valor establecido de la frecuencia local) bajo las cuales se obtuvo la potencia máxima de correlación P_k es baja, y el proceso de sincronización inicial descrito anteriormente se repite de nuevo.

40 Con el fin de obtener ($a \times b$) valores de la potencia de correlación ($(a \times b) = \text{"número de desplazamientos de código (a)" } \times \text{"número de desplazamientos de la frecuencia local (b)"}$), se necesita mucho tiempo, lo que se expresa como " $a \times b \times J$ [bits]" (donde J representa el número de veces que se produce una agregación cíclica en los períodos de bits mencionados anteriormente). Por lo tanto, una pluralidad de unidades de extracción de la potencia de correlación pueden estar dispuestas en paralelo para realizar un procesamiento en paralelo, a fin de reducir el tiempo,

45 Por ejemplo, tal como se ilustra en la figura 1, no solo está dispuesta la unidad de extracción de la potencia de correlación 31, sino que también están dispuestas la unidad de extracción de la potencia de correlación 30 y la unidad de extracción de la potencia de correlación 32, cada una de las cuales tiene la misma configuración de circuito que la unidad de extracción de la potencia de correlación 31, y las tres unidades de extracción de la potencia de correlación funcionan en paralelo, haciendo posible con ello una reducción del tiempo necesario para la sincronización inicial de " $a \times b \times J$ [bits]" a " $(a \times b \times J) / 3$ [bits]". Específicamente, en la figura 1, un código de ensanchamiento generado desde la unidad de generación de código 34 es retardado muestra a muestra por medio de los circuitos biestables 104 y 105 y, a continuación, es proporcionado a cada una de las unidades de extracción de la potencia de correlación (30, 31 y 32) con el fin de reducir el número de veces para buscar el número de desplazamientos de código (a) a $1/3$.

50 La figura 1 ilustra una conexión en la que las potencias máximas de correlación (P_{-1} , P_0 , P_{+1}) emitidas desde las unidades de extracción de la potencia de correlación son introducidas en la unidad de detección de la fase de código 33. Esta conexión es una conexión "en el momento de la sincronización de la fase de código" que se describe más adelante. En el proceso de sincronización inicial ilustrado en la etapa S1 en la figura 6, una señal no circula a través de esta conexión. Aunque la ilustración de la relación de conexión se omite en la figura 1, en el momento de la

sincronización inicial, la potencia máxima de correlación (P_k) y la potencia media de correlación (AP_k) obtenidas por cada una de las unidades de extracción de la potencia de correlación (30, 31 y 32) son conectadas (introducidas) en la unidad de control del procesamiento de demodulación 80.

5 En este caso, mientras se controlan las tres unidades de extracción de la potencia de correlación (30, 31 y 32), la unidad de control del procesamiento de demodulación 80 recoge las potencias máximas de correlación (P) y las potencias medias de correlación (AP) que son emitidas simultáneamente por las unidades de extracción de la potencia de correlación (30, 31 y 32). En base a los resultados recogidos, la unidad de control del procesamiento de demodulación 80 realiza la detección de señal de la ecuación anterior (10), y el establecimiento de la temporización del código y la frecuencia local a la cual se indica la potencia máxima de correlación P_x .

10 En la presente realización, se ha descrito un ejemplo en el que tres unidades de extracción de la potencia de correlación están dispuestas en paralelo. Sin embargo, el número de unidades de extracción de la potencia de correlación no es necesariamente tres, y se puede aumentar. En ese caso, el tamaño del circuito aumenta con el aumento del número de unidades de extracción de la potencia de correlación, pero, por otro lado, el tiempo requerido para la sincronización inicial se puede reducir.

15 En el caso de que el aparato de demodulación incluya una pluralidad de unidades de extracción de la potencia de correlación, se puede suprimir el tamaño del circuito, por ejemplo, adoptando una configuración de circuito ilustrada en la figura 7. Cuando las unidades de extracción de la potencia de correlación están dispuestas en paralelo, tal como se describió anteriormente, el tamaño del circuito se incrementa debido al número de unidades de extracción de la potencia de correlación en paralelo. Por lo tanto, tal como se ilustra en la figura 7, la unidad de extracción de la potencia de correlación, excepto el filtro de descarga de integración, funciona por división del tiempo, de tal manera que comparte una circuitería de un sistema informático que incluye un sumador, y otros, lo que hace posible reducir el tamaño del circuito.

20 El circuito ilustrado en la figura 7 corresponde a un circuito en el que el filtro variable en banda 310, la unidad de agregación cíclica 340 y la unidad de detección del valor máximo / unidad de medición del nivel medio 350 en la unidad de extracción de la potencia de correlación 31 ilustrada en la figura 3 están reemplazados con un filtro variable en banda 360, una unidad de agregación cíclica del tipo de división del tiempo 370 y una unidad de detección del valor máximo / unidad de medición del nivel medio 380.

25 El filtro variable en banda 360 de tipo de división del tiempo incluye filtros de descarga de integración 301a a 301e, una unidad de conversión de paralelo a serie 361 y un filtro de promediación móvil de división del tiempo 362. Los filtros de descarga de integración 301a a 301e son iguales al filtro de descarga de integración 301 ilustrado en la figura 3. La unidad de conversión de paralelo a serie 361 redefine los datos emitidos en paralelo por los filtros de descarga de integración 301a a 301e a los datos de serie.

30 La figura 7 ilustra una configuración en la que el circuito es implementado por división del tiempo, lo que es equivalente a un circuito constituido por cinco circuitos dispuestos en paralelo, cada uno de los cuales es equivalente a la unidad de extracción de la potencia de correlación 31 ilustrada en la figura 3.

35 La velocidad de bits en los terminales de salida de los filtros de descarga de integración 301a, 301b, 301c, 301d y 301e se reducen a 16 veces, por ejemplo. Por lo tanto, incluso cuando la unidad de conversión de paralelo a serie 361 convierte los datos paralelos de estos filtros de descarga de integración a datos de serie para multiplexar los datos de serie en el modo división del tiempo en cinco etapas, la velocidad de funcionamiento es de 80 veces la velocidad de bits. Este grado de velocidad es menos probable que exceda el límite superior de la velocidad de funcionamiento del dispositivo.

En lo que sigue, a continuación, se describe una multiplexación de división del tiempo en cinco etapas, como ejemplo. El número de multiplexaciones no está limitado a cinco y los datos se pueden multiplexar dentro de un rango que no excede el límite superior de la velocidad de funcionamiento del dispositivo.

40 El filtro de promediación móvil de división del tiempo 362 por el que se realiza la división del tiempo en 5 está configurado tal como se ilustra en la figura 8, por ejemplo. Tal como se ilustra en la figura 8, el filtro de promediación móvil de división del tiempo 362 está configurado para tener registros de desplazamiento de cinco etapas (5D) 401 a 404, y sumadores 405 a 407. Tal como se ilustra en la figura 8, una pluralidad de registros de desplazamiento de cinco etapas están conectados en serie, y los sumadores 405, 406 y 407 suman sus salidas, por lo que se puede obtener un resultado de promediación móvil correspondiente a cinco fragmentos de datos que incluyen datos # (-2) a datos # (+2) en un modo de división del tiempo. Debido a que en la práctica se maneja una señal de banda base, se requieren dos filtros para un canal I y un canal Q, donde cada filtro es tal como el ilustrado en la figura 8.

45 Los datos emitidos por el filtro de promediación móvil de división del tiempo 362 en un modo de división del tiempo son convertidos en datos de potencia por la unidad de conversión de potencia 330 y, a continuación, los datos de potencia convertidos posteriormente son introducidos en la unidad de agregación cíclica del tipo de división del tiempo 370.

- La unidad de agregación cíclica del tipo de división del tiempo 370 está configurada tal como se ilustra en la figura 9, por ejemplo. Tal como se ilustra en la figura 9, la unidad de agregación cíclica del tipo de división del tiempo 370 está configurada para tener registros de desplazamiento de cinco etapas (5D) 411 a 414, un multiplicador 415 y un sumador 416. Tal como se ilustra en la figura 9, la unidad de agregación cíclica del tipo de división del tiempo 370 introduce los datos introducidos en un modo de división del tiempo en cinco etapas en un registro en el que una pluralidad de registros de desplazamiento de cinco etapas (los registros de desplazamiento de cinco etapas 411, 412, 413 y 414) están conectados en serie. Una salida del registro de desplazamiento de cinco etapas 414 situada en la etapa final es multiplicada por el coeficiente de olvido α por el multiplicador 415, y sumada a los datos de entrada por el sumador 416, formando con ello un bucle integral.
- La unidad de detección del valor máximo / medición del nivel medio 380 monitoriza una salida de cada uno de los registros de desplazamiento de cinco etapas (los registros de desplazamiento de cinco etapas 411, 412, 413 y 414), y por lo tanto puede monitorizar los valores de registro C_n de cinco fragmentos de datos, incluidos los datos # (-2) a los datos # (+2), en un modo de división del tiempo. La unidad de detección del valor máximo / medición del nivel medio 380 detecta el valor máximo de C_n , de la misma manera que la unidad de detección del valor máximo / medición del nivel medio 350. La unidad de detección del valor máximo / medición del nivel medio 380 emite a continuación el valor máximo detectado como una potencia máxima de correlación (P), y emite la información de la temporización de los datos de correlación (CT) que indica una posición del valor máximo, y el valor medio (AP) de C_n .
- Tal como se describió anteriormente, el circuito equivalente a un circuito provisto de una pluralidad de circuitos, cada uno correspondiente a la unidad de extracción de la potencia de correlación 31, está configurado en un modo de división del tiempo. De esta manera, es posible suprimir el aumento del tamaño del circuito del filtro de promediación móvil y la unidad de agregación cíclica solo en el número de etapas de registro, y realizar una configuración para compartir un solo circuito informático para suma, resta y similares. En este caso, el circuito se puede reducir de tamaño en comparación con el caso en el que cada uno de los circuitos correspondientes a la unidad de extracción de la potencia de correlación 31 están simplemente dispuestos en paralelo.
- Con referencia de nuevo a la descripción del proceso de demodulación ilustrado en la figura 6, la unidad de control del procesamiento de demodulación 80 determina que la condición establecida en la etapa S2, es decir, la ecuación anterior (10) se satisface, y establece la temporización del código de ensanchamiento en la que se obtiene la potencia máxima de correlación P_x , a la unidad de generación de código 34 y la frecuencia local a la unidad de NCO de la portadora 20. A continuación, la unidad de control del procesamiento de demodulación 80 realiza un proceso de seguimiento de la sincronización ilustrado en la etapa S4. Específicamente, la unidad de control del procesamiento de demodulación 80 realiza cada uno de los procesos de "(1) sincronización de la fase del código", "(2) sincronización de bits", "(3) sincronización de la frecuencia de la portadora" y "(4) sincronización de la fase de la portadora". Estos procesos se describen a continuación.
- (1) Sincronización de la fase del código
- La unidad de detección de la fase del código 33 detecta un error de fase del código a partir de los valores de salida (P_{-1} , P_0 , P_{+1}) de las unidades de extracción de la potencia de correlación (las unidades de extracción de la potencia de correlación 30, 31 y 32), y ejecuta periódicamente un control de retroalimentación para cancelar el error de fase para la unidad de generación de código 34.
- Por ejemplo, en la configuración en la figura 1, se proporciona un código de ensanchamiento a los multiplicadores 101 a 103 situados más arriba de las unidades de extracción de la potencia de correlación 30 a 32. El código de ensanchamiento es proporcionado al multiplicador 101 con un retardo de chip de $+1/2$, al multiplicador 102 con un retardo de chip de $+0$, y al multiplicador 103 con un retardo de chip de $+1/2$.
- En este caso, tal como se describió anteriormente, después de satisfacer la ecuación (10), el control inicial de la temporización del código ya se ha ejecutado. Por lo tanto, suponiendo que, después de este control no hay influencia del ruido u otro, la potencia de correlación P_0 emitida desde la unidad de extracción de la potencia de correlación 31 indica un valor máximo, y las potencias de correlación desfasadas en $\pm 1/2$ de chip a la izquierda y la derecha de la potencia de correlación P_0 (P_{-1} emitida por la unidad de extracción de la potencia de correlación 30, y P_{+1} emitida por la unidad de extracción de la potencia de correlación 32) tienen valores cada uno menor que P_0 y se igualan entre sí en valor ($P_{-1} = P_{+1}$). No obstante, cuando el control de la temporización del código no se ejecuta de manera ideal debido a la influencia del ruido u otro, la potencia de correlación P_0 disminuye, y la relación descrita anteriormente tiende a colapsar ($P_{-1} \neq P_{+1}$), tal como se ilustra en la figura 10, por ejemplo. Además, incluso cuando el control de la temporización del código es ejecutado de manera ideal, se provoca una desviación gradual debido a la influencia posterior de la frecuencia Doppler u otro.
- La unidad de detección de la fase del código 33 detecta el error tal como se ha descrito anteriormente a partir de los valores de salida (P_{-1} , P_0 , P_{+1}) de las unidades de extracción de la potencia de correlación (30, 31, 32) y proporciona periódicamente un control de retroalimentación para cancelar el error de fase en la unidad de generación de código 34. Tal como se ilustra en la figura 10, un error de fase del código δ se puede obtener, por ejemplo, mediante un método de interpolación cuadrática de tres potencias de correlación (P_{-1} , P_0 y P_{+1}) para identificar un punto máximo

de las características de correlación (marcado con un círculo en la figura 10), y detectar un error de temporización de un punto central (posición de P_0) de la temporización del chip al punto máximo identificado.

En la presente realización, tal como se ilustra en la figura 1, se ha descrito una configuración en la que están dispuestas tres unidades de extracción de la potencia de correlación (unidades de extracción de la potencia de correlación 30, 31 y 32) en paralelo con la condición de que la fase del código para obtener cada potencia de correlación sea desplazada en un intervalo de $1/2$ chip. Sin embargo, el número de unidades de extracción de la potencia de correlación no está limitado a tres. Además, la fase del código no está limitada a un intervalo $1/2$ chip. Por ejemplo, se puede configurar de tal manera que la fase del código para obtener cada potencia de correlación sea un intervalo de $1/4$ chip y cinco unidades de extracción de la potencia de correlación están dispuestas en paralelo. Cuando N unidades de extracción de la potencia de correlación están dispuestas en paralelo, las N potencias de correlación se interpolan de manera cuadrada para identificar un punto máximo de las características de correlación (marcado con un círculo en la figura 10).

(2) Sincronización de bits

La unidad de generación de reloj 40 reproduce un reloj de bits basado en la información de la posición del valor máximo (información relativa a la posición en la que se obtiene un valor máximo de la potencia máxima de correlación) emitida desde la unidad de extracción de la potencia de correlación 31. Mediante la utilización de este reloj, la unidad de enganche de datos 41 engancha un punto de identificación de datos a partir de los datos de salida de la unidad de extracción de la potencia de correlación 31.

La unidad de enganche de datos 41 engancha los datos recibidos (datos D_i después de la limitación de banda) extraídos por el filtro variable en banda 310 en la unidad de extracción de la potencia de correlación 31. De acuerdo con el flujo del proceso en la figura 6, la unidad de generación de reloj 40 comienza la operación después del control inicial de la temporización del código de ensanchamiento y el control inicial de la frecuencia local. En este caso, se realiza un proceso de extracción de la potencia de correlación ilustrado en la figura 4, en el que la unidad de generación de reloj 40 reproduce un reloj de bits para enganchar el punto de identificación de datos (marcado con un círculo) después de haber pasado a través del filtro en la figura 4(d) en base a la temporización ilustrada en la figura 4(f), en la que se indica el valor máximo de las potencias respectivas obtenidas tras la agregación cíclica. La unidad de enganche de datos 41 utiliza este reloj de bits regenerado para enganchar el punto de identificación de datos (marcado con un círculo) después de haber pasado por el filtro en la figura 4(d), y emite el punto de identificación de datos enganchados a la unidad de determinación de datos 61, la unidad de detección de la fase de la portadora 60 y la unidad de detección de la desviación de la frecuencia de la portadora 50 que están situadas en la etapa subsiguiente. Este proceso de sincronización de bits es idéntico al proceso descrito en la patente japonesa N° 5094469 (dispositivo de reproducción de la temporización y dispositivo de recepción).

(3) Sincronización de la frecuencia de la portadora

La unidad de detección de la desviación de la frecuencia de la portadora 50 comienza su funcionamiento cuando finalizan el control inicial de la temporización del código y el control inicial de la frecuencia local.

Debido a que el control inicial de la frecuencia local ya ha finalizado, la sincronización inicial de la frecuencia de la portadora se ha establecido. Sin embargo, suponiendo que un estado no controlado continúa como está, la sincronización de la frecuencia de la portadora tiende a colapsar debido a la desviación de la frecuencia Doppler u otro. Por lo tanto, la unidad de detección de la desviación de la frecuencia de la portadora 50 obtiene una fase de recepción indicada por el punto de identificación de datos enganchado por la unidad de enganche de datos 41 descrita anteriormente, y obtiene una desviación residual de la frecuencia de la portadora en base a un valor de diferencia de los datos previos y los posteriores de la fase de recepción. Tras obtener la desviación residual de la frecuencia de la portadora, la unidad de detección de la desviación de la frecuencia de la portadora 50 ejecuta periódicamente un control de retroalimentación para cancelar esta desviación para la unidad de NCO de la portadora 20.

Por ejemplo, en el caso de utilizar codificación binaria del desplazamiento de cambio (BPSK – Binary Phase Shift Keying, en inglés) para modulación primaria, los datos recibidos son $\{0, \pi\}$, y la modulación de fase se repite aleatoriamente. Tras realizar la sustracción de las fases anterior y posterior en un bit (= tras realizar la detección del retardo de la fase), el resultado de la sustracción indica cualquiera de $\{0, \pi\}$ cuando no hay ninguna desviación residual de la frecuencia de la portadora. Además, cuando existe una desviación residual de la frecuencia de la portadora $\Delta\theta$ [grado/bit], el resultado de la sustracción indica alguno de $\{\Delta\theta, \pi+\Delta\theta\}$.

Por lo tanto, la unidad de detección de la desviación de la frecuencia de la portadora 50 realiza detección de retardo de 1 bit en los datos de fase recibidos indicados por el punto de identificación de datos anterior, por ejemplo, y a continuación, degenera y promedia el resultado de la detección con el rango de fase π (módulo π), lo que hace posible identificar la desviación residual de la frecuencia de la portadora $\Delta\theta$.

Se ilustra un ejemplo específico, en el que incluso cuando se realiza un proceso de módulo π en el resultado de la sustracción $\Delta\theta$, $\Delta\theta$ permanece invariable, y cuando el proceso de módulo π se realiza en el resultado de la

sustracción $\pi+\Delta\theta$, se obtiene $\Delta\theta$. Por lo tanto, se obtiene $\Delta\theta$ en cualquiera de los dos casos. De la manera descrita anteriormente, mientras se eliminan las componentes de modulación de BPSK anteriores $\{0, \pi\}$, la unidad de detección de la desviación de la frecuencia de la portadora 50 puede extraer la desviación residual de la frecuencia de la portadora $\Delta\theta$.

5 En el caso de utilizar codificación de desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK – Quadrature Phase Shift Keying, en inglés), los datos recibidos son $\{0, \pi/2, -\pi/2\}$, y su modulación de fase se repite aleatoriamente. Por lo tanto, es suficiente que la unidad de detección de la desviación de la frecuencia de la portadora 50 cambie el proceso de módulo π anterior a un proceso de módulo $\pi/2$, y realiza el proceso de módulo $\pi/2$ de la misma manera.

10 En el caso de recibir una señal de un transmisor en el que un código de ensanchamiento y una portadora comparten el mismo oscilador, se obtiene un valor asignando pesos de "velocidad de chip / frecuencia de la portadora" a desviación residual de la frecuencia de la portadora $\Delta\theta$ [grado / bit] obtenida es una desviación de la frecuencia del código. Por lo tanto, en el caso de recibir una señal desde un transmisor en el que el código de ensanchamiento y la portadora comparten el mismo oscilador, la unidad de detección de la desviación de la frecuencia de la portadora 50 puede corregir la frecuencia del código de ensanchamiento para la unidad de generación de código 34 en base a la información de la desviación residual de frecuencia de la portadora $\Delta\theta$ obtenida.

15 Por la serie de procesos descritos anteriormente, el aparato de demodulación de acuerdo con la presente realización puede establecer la sincronización de la frecuencia de la portadora.

(4) Sincronización de fase de la portadora

20 Tras establecer la sincronización de la frecuencia de la portadora anterior, solo queda una componente del desfase de la fase de la portadora. Esta componente del desfase de la fase de la portadora no siempre tiene un valor fijo, y se modifica de manera moderada según el ruido de fase o el error de sincronización de la frecuencia de la portadora.

25 Por lo tanto, la unidad de detección de la fase de la portadora 60 extrae esta componente de desfase de la fase de la portadora y la envía a la unidad de determinación de datos 61. La unidad de determinación de datos 61 corrige un ángulo de vector del punto de identificación de datos enganchado por la unidad de enganche de datos 41 situada en la etapa anterior, utilizando la componente de desfase de la portadora como eje de referencia.

30 La componente de desfase de la fase de la portadora se puede extraer realizando un proceso no lineal en el punto de identificación de datos para eliminar la componente de modulación y, a continuación, promediando la componente resultante. Por ejemplo, un método de extracción específico se describe en la patente japonesa N° 3498600 (dispositivo de estimación de fase de la portadora y demodulador utilizando el dispositivo de estimación de la fase de la portadora).

35 La unidad de determinación de datos 61 utiliza la componente de desfase de la portadora Q_i anterior para obtener el ángulo de vector del punto de identificación de datos D_i en base a la siguiente ecuación (11). Además, en base a los datos de amplitud A_i tras la corrección del ángulo de vector, la unidad de determinación de datos 61 determina los datos demodulados $\{0, 1\}$.

$$A_i = D_i \times \exp[-jQ_i] \quad \dots(11)$$

40 Tal como se describió anteriormente, el aparato de demodulación de acuerdo con la presente realización obtiene una potencia de correlación cruzada de un ancho de datos de bit mediante la realización de una serie de procesamientos de señal en la unidad o unidades de extracción de la potencia de correlación, y consigue la sincronización del código de ensanchamiento y la sincronización de la portadora para el aparato de demodulación.

45 La unidad de control del procesamiento de demodulación 80 monitoriza la potencia de correlación P_0 obtenida por la unidad de extracción de la potencia de correlación 31, a fin de determinar si la sincronización del código de ensanchamiento y la sincronización de la frecuencia de la portadora se pueden o no mantener actualmente. Es decir, la unidad de control del procesamiento de demodulación 80 monitoriza si P_0 se mantiene o no en un estado en el que P_0 es mayor que un valor umbral predeterminado (etapa S5). Cuando P_0 no se puede mantener en este estado (NO en la etapa S5), la unidad de control del procesamiento de demodulación 80 determina que se ha producido una falta de sincronización. En este caso, el proceso vuelve a la etapa S1, y la unidad de control del procesamiento de demodulación 80 controla la unidad de generación de código 34 y la unidad de NCO de la portadora 20 de tal manera que se realice un proceso de estimación de la temporización del código de ensanchamiento y la frecuencia de la portadora, y un proceso posterior a esta estimación. Cuando P_0 puede ser mantenida en un estado en el que P_0 es mayor que el valor umbral predeterminado (SÍ en la etapa S5), la unidad de control del procesamiento de demodulación 80 controla la unidad de detección de la fase del código 33, la unidad de generación de reloj 40, la unidad de detección de la desviación de la frecuencia de la portadora 50 y la unidad de detección de la fase de la portadora 60 de una manera que continúe el proceso de seguimiento de la sincronización descrito en la etapa S4. Una unidad de seguimiento de la sincronización es implementada mediante la unidad de detección de la fase del código 33, la unidad de generación de reloj 40, la unidad de detección de la desviación de la

frecuencia de la portadora 50, la unidad de detección de la fase de la portadora 60, y la unidad de control del procesamiento de demodulación 80.

5 Tal como se describió anteriormente, el aparato de demodulación de acuerdo con la presente realización está configurado para no realizar una correlación cruzada en períodos de un código de ensanchamiento, sino para realizar la correlación cruzada en anchos de datos de un bit. Por lo tanto, incluso en un caso en el que el período de datos de un bit y el período de un código de ensanchamiento están en una relación de múltiplo no entero, no hay limitaciones en el procesamiento de demodulación, y esto puede evitar el deterioro del rendimiento de la demodulación (rendimiento de la sincronización).

10 Además, el aparato de demodulación de acuerdo con la realización de la presente realización no utiliza adicionalmente una sincronización de una señal piloto en el aparato de demodulación, y, por lo tanto, puede conseguir características satisfactorias de tasa de error de bits a baja potencia de transmisión sin la multiplexación de una señal piloto.

15 Aunque en la presente realización, las descripciones han sido realizadas de acuerdo con el flujo ilustrado en la figura 6, el proceso no necesariamente sigue este flujo. Por ejemplo, se puede considerar que un sistema en el que una señal piloto es multiplexada en código, adicionalmente, no realiza un proceso de la etapa S1 o S2 en la figura 6, y en su lugar, utiliza una señal piloto para realizar la sincronización inicial de la temporización del código y la sincronización inicial de la frecuencia local. De esta manera, cuando la sincronización inicial de la temporización del código y la sincronización inicial de la frecuencia local se pueden establecer mediante otro método, la presente realización puede ser aplicada solo con el proceso de seguimiento de la sincronización ilustrado en la etapa S4. Es decir, la potencia máxima de correlación (P_x) obtenida por cada unidad de extracción de la potencia de correlación, la posición (CT) en la que se obtiene la potencia máxima de correlación, y la potencia media de correlación (AP_x) solo se puede utilizar en el proceso de seguimiento de la sincronización.

Segunda realización

25 En la primera realización, la modulación de datos y también una velocidad de bits variable se logran incluso cuando el período de un bit y el período de un código de ensanchamiento están en una relación de múltiplo no entero.

En esta realización, se describe un método para lograr los mismos efectos que los de la primera realización, y lograr una velocidad de bits variable incluso cuando la velocidad de muestreo no es un múltiplo entero de la velocidad de bits.

30 En la primera realización, cuando la velocidad de muestreo de los datos de entrada 320 veces mayor que la velocidad de bits, el número de etapas D del filtro de descarga de integración 301 se establece en $D = 20$, posibilitando, por lo tanto, el reducir la velocidad de funcionamiento en o después de la salida del filtro de descarga de integración 301 to 16 ($= 320 / 20$) veces mayor que la velocidad de bits,

35 Si una velocidad de muestreo de los datos de entrada es un múltiplo no entero, de la velocidad de bits, tal como cuando la velocidad de muestreo es 331,127 veces mayor que la velocidad de bits, en el caso en el que se establece $D = 20$, la velocidad de funcionamiento en o después de la salida del filtro de descarga de integración 301 es de 16,55635 ($= 331,127 / 20$) veces mayor que la velocidad de bits, lo que resulta en una relación de múltiplo no entero. En este estado, cuando el número de etapas de promediación móvil en el filtro de promediación móvil 302 situado en la etapa subsiguiente, y el número de etapas del registro de desplazamiento 342 en la unidad de agregación cíclica 340, se establecen en 16 etapas, se produce una desviación de la frecuencia de reloj correspondiente a la velocidad ($= 16,55635 / 16$) en o después del proceso del filtro de descarga de integración. Esto conduce al deterioro de las características de sincronización y al deterioro de las características de tasa de error de bits. Incluso cuando $D = 21$ se configura para reducir el error, la velocidad de funcionamiento en o después de la salida del filtro de descarga de integración 301 es 15,76795238 ($= 331,127 / 21$) veces mayor que la velocidad de bits, lo que resulta en una función de múltiplo no entero, y, por lo tanto, se produce una desviación de la frecuencia de reloj correspondiente a la tasa ($= 15,76795238 / 16$) en o después del proceso del filtro de descarga de integración.

Por lo tanto, en la segunda realización, en el caso de que la velocidad de muestreo sea un múltiplo no entero de la velocidad de bits, el número de etapas D en el filtro de descarga de integración 301 no se establece de manera fija en un valor de cualquiera de 16 o 17, sino que es controlado dinámicamente por la unidad de control del filtro 320.

50 Por ejemplo, tal como se describió anteriormente, en el caso de que la velocidad de muestreo sea 331,127 veces mayor que la velocidad de bits, conmutando dinámicamente $D \in \{20, 21\}$ a una cierta frecuencia, la velocidad de muestreo en o después de la salida del filtro de descarga de integración 301 se establece en promedio 16 veces mayor que la velocidad de bits. Específicamente, el número de etapas D en el filtro de descarga de integración 301 y su frecuencia de conmutación se derivan del siguiente cálculo.

55 Cuando la velocidad de muestreo de datos en sentido ascendente del filtro de descarga de integración se define como F_s , y la velocidad de bits se define como R_b , el número de muestras en exceso con respecto a la velocidad de

bits se expresa como "Ovs = Fs / Rb". En este momento, cuando el número medio de muestras en exceso (OVS objetivo) con respecto a la velocidad de bits después de la salida del filtro de descarga de integración se define como Ots, es suficiente con establecer el número de etapas D en el filtro de descarga de integración en Ovs / Ots. D no siempre es un número entero.

5 En el ejemplo anterior, puesto que Ovs = 331,127 y se obtiene Ots = 16, D = 20,6954375, que es un valor fraccionario. Se supone que D satisface la siguiente relación con un entero D_{INT}.

$$D_{INT+1} > D \geq D_{INT} \quad \dots(12)$$

En el ejemplo anterior, se obtiene 21 > 20,6954375 ≥ 20. En este caso, "b" y "a" se pueden decidir de modo que la siguiente ecuación (13) se mantiene aproximadamente.

10
$$\{(D_{INT+1})b + (D_{INT})a\} / (a+b) = D \quad \dots(13)$$

La ecuación (13) se expande de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \{(D_{INT+1})b + (D_{INT})a\} &= D \times (a+b) \\ (D_{INT}-D)a &= (D-D_{INT-1})b \\ a &= (D-D_{INT-1})b / (D_{INT}-D) \quad \dots(14) \end{aligned}$$

En el ejemplo anterior, asignando cada valor a la ecuación, se cumple a = 0,4379437405 x b.

15 La unidad de control del filtro 320 establece los valores de "a" y "b" de tal manera que la ecuación anterior (14) se cumple aproximadamente. Por ejemplo, se establecen b = 10000 y a = 4379. En este caso, es suficiente ejecutar el control para conmutar el número de etapas D ∈ {20 etapas, 21 etapas} en el filtro de descarga de integración a una frecuencia de "4379 : 10000". En otro aspecto, es suficiente establecer el número de etapas en el filtro de promediación móvil 302, y el número de etapas en el registro de desplazamiento 342 dentro de la unidad de agregación cíclica 340, a 16 etapas.

20 En el momento de la activación del número de etapas D ∈ {20 etapas, 21 etapas} en el filtro de descarga de integración a la frecuencia de "4379 : 10000", el valor de D se controla para que no esté desviado en el tiempo de tal manera que el filtro de descarga de integración funcione con D = 21 dos veces y, por lo tanto, el filtro de integración funcione con D = 20 una vez (ejemplo: el valor de D es conmutado como 21 → 21 → 20 → 21 → 21 → 20 ..., a fin de controlar que el número de veces de ocurrencia es "4379 : 10000" cuando el número de veces que ocurren las operaciones llega a 14379).

25 Mediante el procedimiento descrito anteriormente, el aparato de modulación de acuerdo con la segunda realización puede conseguir, además de los efectos descritos en la primera realización, características satisfactorias similares a la primera realización por medio de la adición de un circuito menor de solo control de la adición para conmutar dinámicamente el número de etapas en el filtro de descarga de integración, incluso aunque la velocidad de muestreo no sea un múltiplo entero de la velocidad de bits.

30 El control dinámico sobre el número de estados en el filtro de integración y descarga descrito en la segunda realización es ampliamente aplicable bajo la condición de que la velocidad de muestreo no sea un múltiplo entero de la velocidad de bits. Este control dinámico puede ser aplicado no solo a un sistema en el que el periodo de datos de bits y el periodo de datos del código de ensanchamiento están en una relación de múltiplo no entero, sino también a un sistema de comunicación con una relación de múltiplo entero entre ellos, y un sistema de comunicación que utiliza una señal piloto para la sincronización.

35 Además, en la segunda realización, se ha descrito un ejemplo de control dinámico para un filtro de descarga de integración basado en la ecuación (14). Sin embargo, el control dinámico no se basa necesariamente en la ecuación (14). Se puede utilizar cualquier ecuación, siempre que se ejecute un control para conmutar dinámicamente entre dos números de etapas, de tal manera que se alcance aproximadamente el número deseado de muestras en exceso.

Aplicabilidad industrial

45 Tal como se ha descrito anteriormente, el aparato de demodulación de acuerdo con la presente invención es útil como aparato de demodulación que constituye un dispositivo de comunicación en el lado de recepción de un sistema de comunicación de espectro ensanchado.

Lista de signos de referencia

10 unidad de detección de cuadratura, 20 unidad de NCO de la portadora, 30, 31, 32 unidad de extracción de la potencia de correlación, 33 unidad de detección de la fase del código, 34 unidad de generación de código, 40 unidad

5 de generación de reloj, 41 unidad de enganche de datos, 50 unidad de detección de desviación de la frecuencia de la portadora, 60 unidad de detección de la fase de la portadora, 61 unidad de determinación de datos, 80 unidad de control del procesamiento de demodulación, 101, 102, 103, 343, 415 multiplicador, 104, 105 circuito biestable, 301, 301a, 301b, 301c, 301d, 301e filtro de descarga de integración, 302 filtro de promediación móvil, 310 filtro variable en banda, 320 unidad de control del filtro, 330 unidad de conversión de potencia, 340 unidad de agregación cíclica, 341, 405, 406, 407, 416 sumador, 342 registro de desplazamiento, 350, 380 unidad de detección del valor máximo / unidad de medición del nivel medio, 360 filtro variable en banda de división del tiempo, 361 unidad de conversión de paralelo a serie, 362 filtro de promediación móvil de división del tiempo, 370 unidad de agregación cíclica del tipo de división del tiempo, 401, 402, 403, 404, 411, 412, 413, 414 registro de desplazamiento de cinco etapas.

10

REIVINDICACIONES

1. Un aparato de demodulación que demodula datos recibidos de espectro ensanchado, comprendiendo el aparato:
un filtro de descarga de integración (301), que integra datos recibidos no ensanchados para cada sección de tiempo constante;
- 5 un filtro de promediación móvil (302), que realiza una promediación móvil sobre un valor integrado emitido desde el filtro de descarga de integración (301);
una unidad de conversión de potencia (330), que convierte cada valor de muestra de los datos obtenidos después de la promediación móvil en un valor de potencia;
- 10 una unidad de agregación cíclica (340), que agrega cíclicamente el valor de la potencia en períodos de bits de los datos recibidos;
una unidad de generación de reloj (40), que genera un reloj de bits para enganchar los datos obtenidos después de la promediación móvil, en base a la información de temporización de los datos de correlación obtenida a partir de un resultado de la agregación cíclica; y
- 15 una unidad de control del filtro (320), que controla la sección de tiempo y una duración en la cual se realiza la promediación móvil, en base a una tasa de muestreo y una velocidad de bits de los datos recibidos, en la que, cuando la tasa de muestreo es un múltiplo no entero de la velocidad de bits, la unidad de control del filtro (320) conmuta periódicamente la sección de tiempo en una temporización decidida en base a la tasa de muestreo y a la velocidad de bits,
caracterizado por que
- 20 la unidad de control del filtro (320) decide la temporización en base al resultado obtenido dividiendo la tasa de muestreo por la velocidad de bits.
2. El aparato de demodulación de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la unidad de generación de reloj (40) utiliza una información relativa a la posición de un valor máximo del resultado de la agregación cíclica.
- 25 3. El aparato de demodulación de acuerdo con la reivindicación 1, que comprende además una unidad de estimación que estima un estado de sincronización del aparato de demodulación en base al resultado de la agregación cíclica, en el que el aparato de demodulación controla una fase del código, una frecuencia de la portadora y una fase de la portadora en base a un resultado de la estimación de la unidad de estimación.

FIG.1

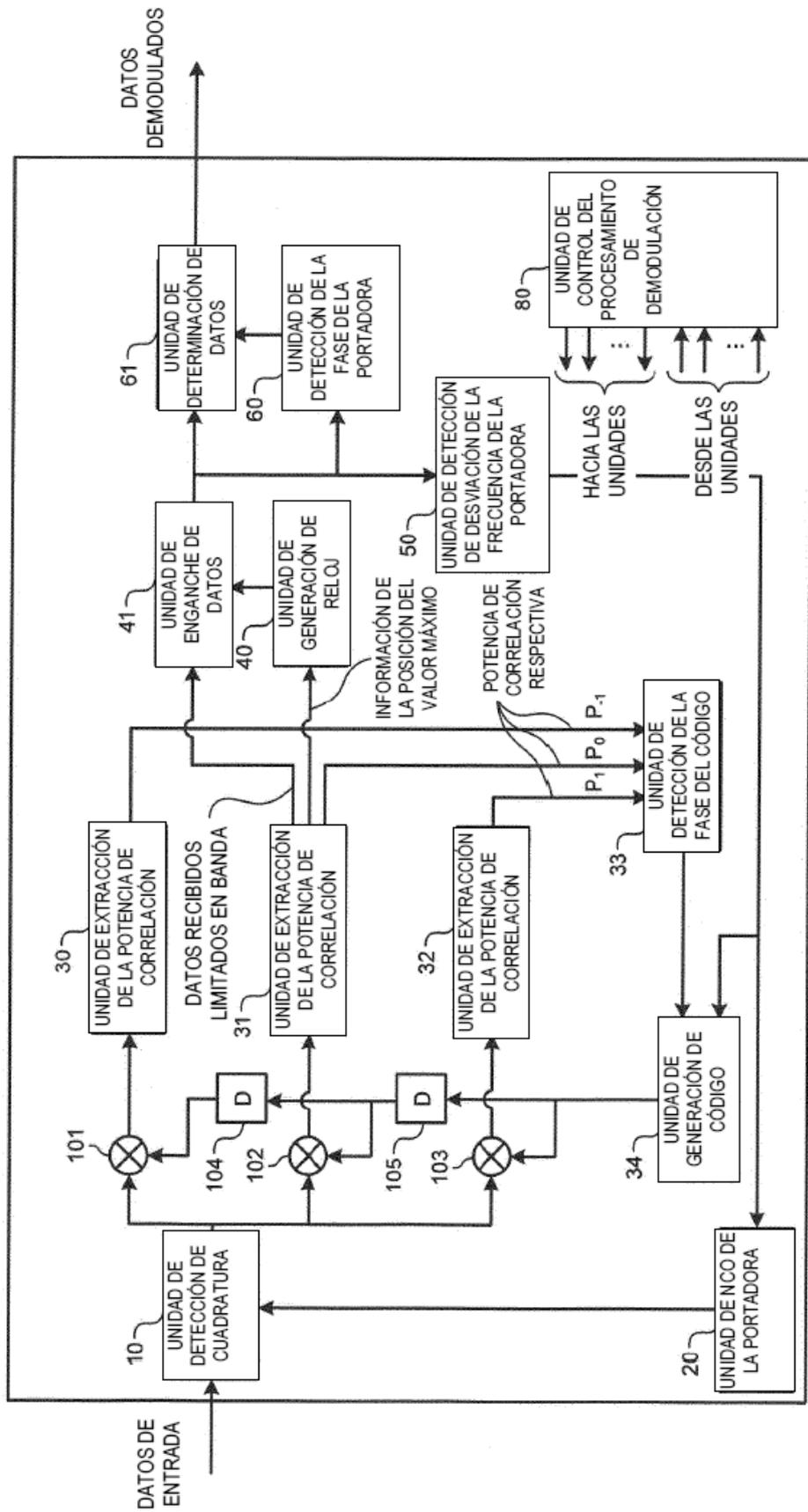
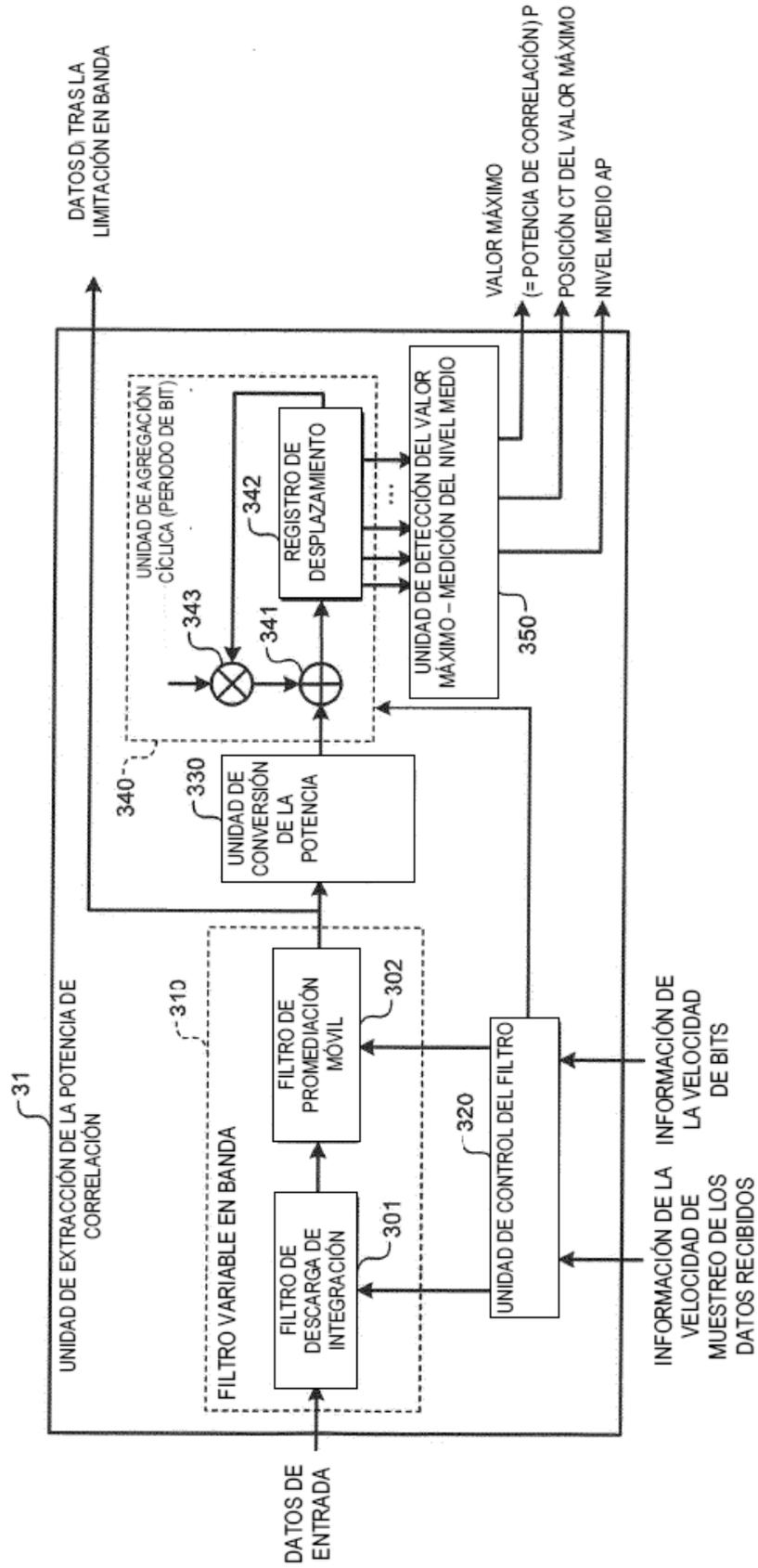
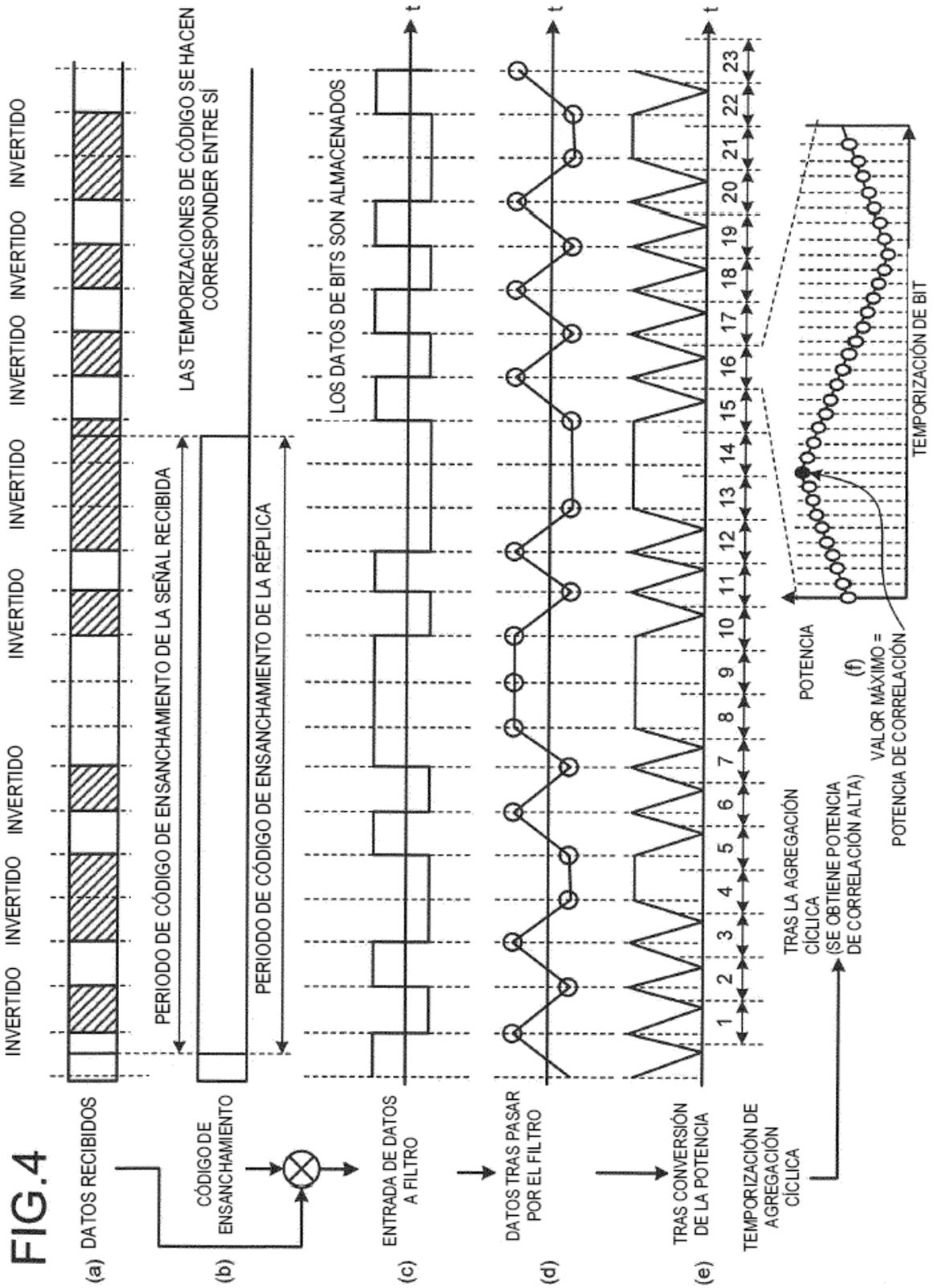


FIG.3





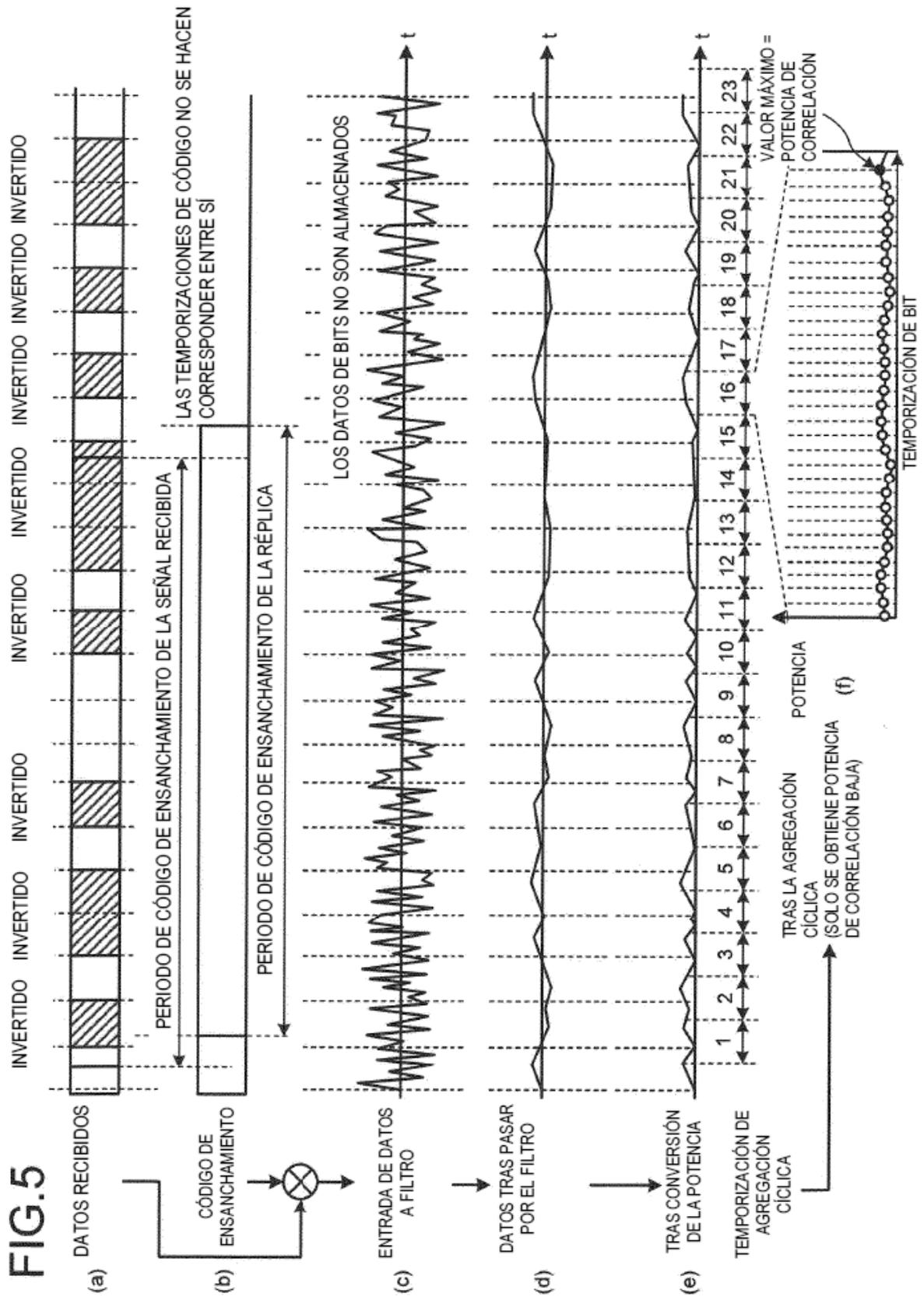


FIG.6

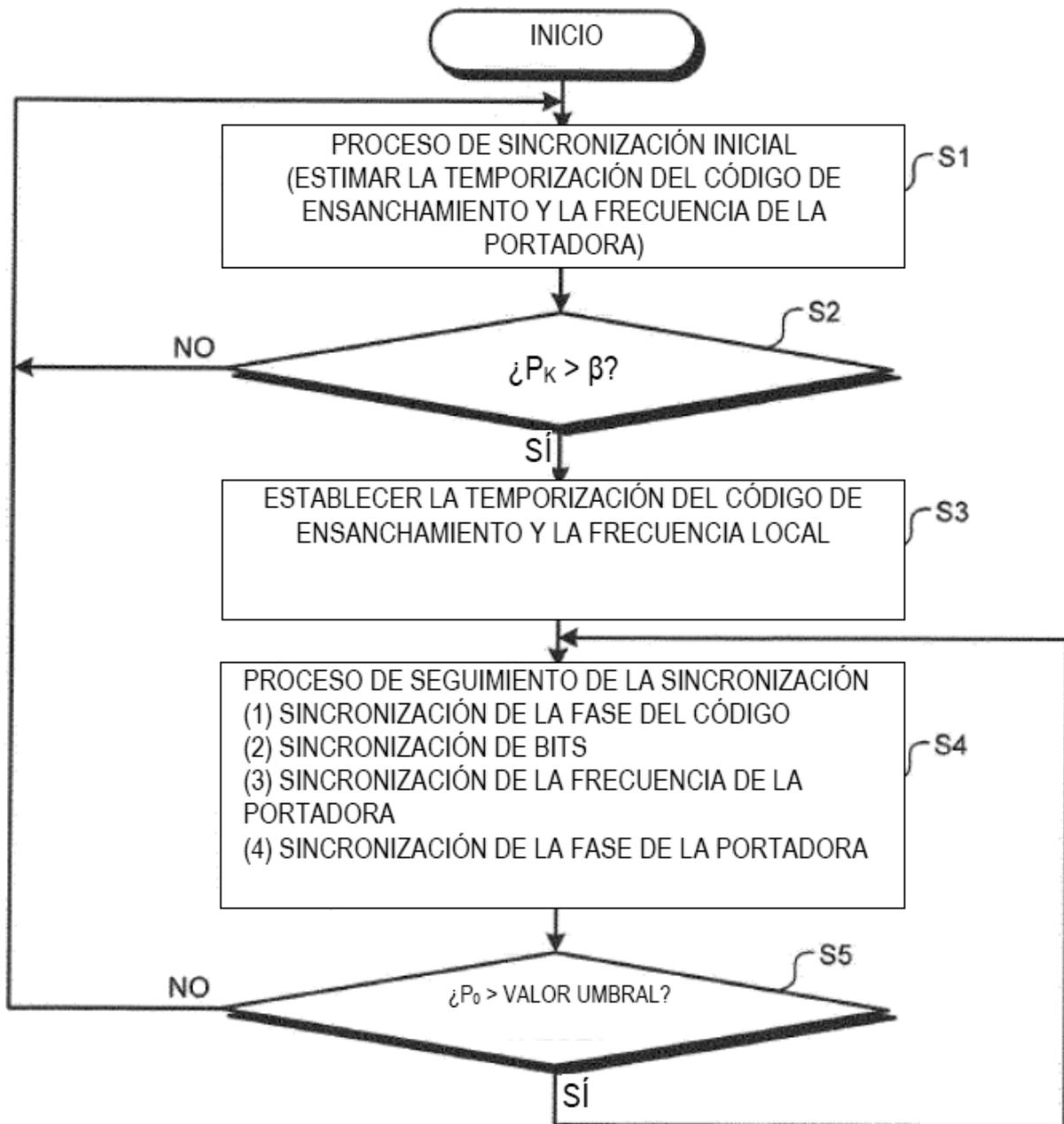


FIG.7

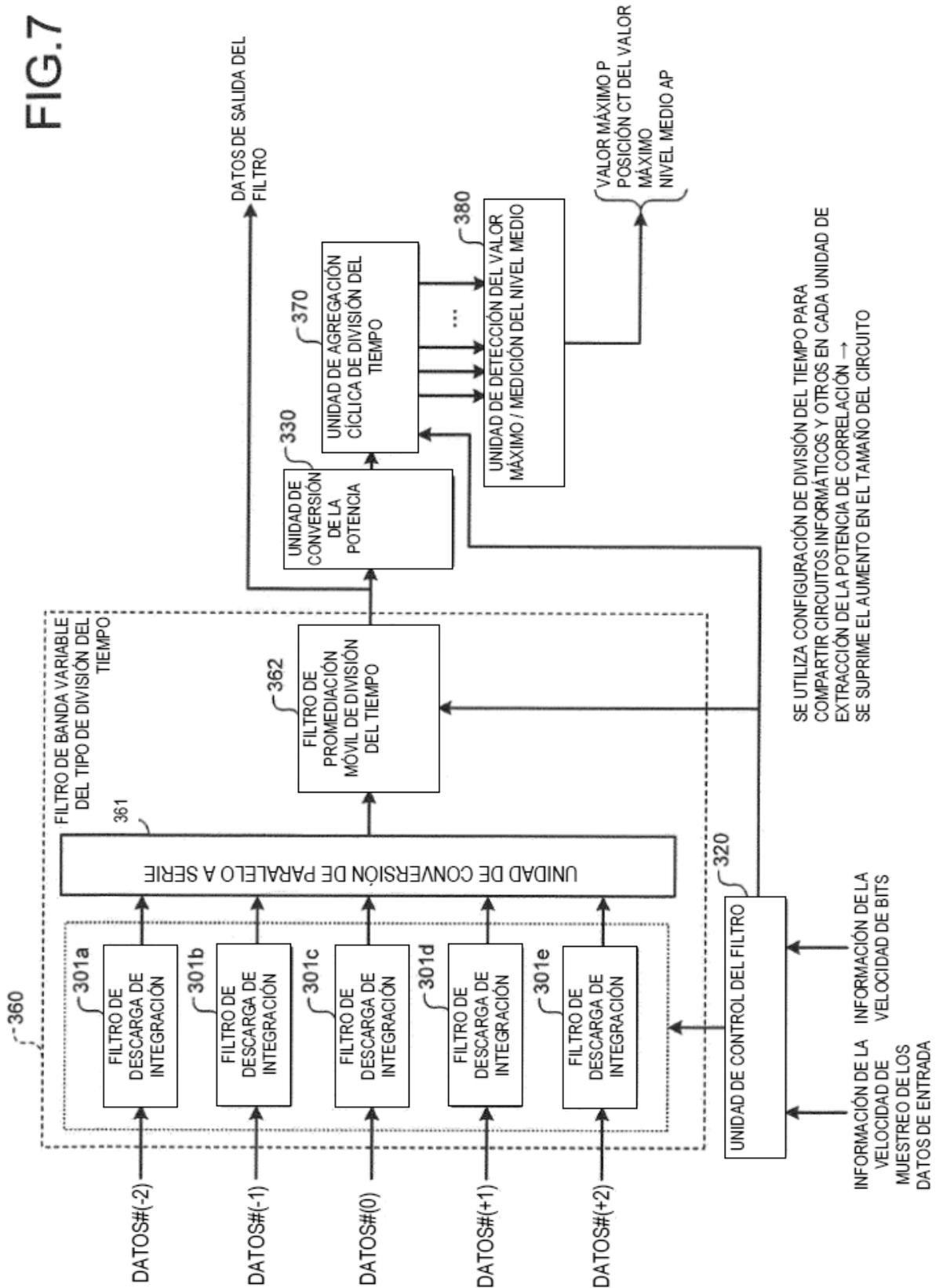


FIG.8

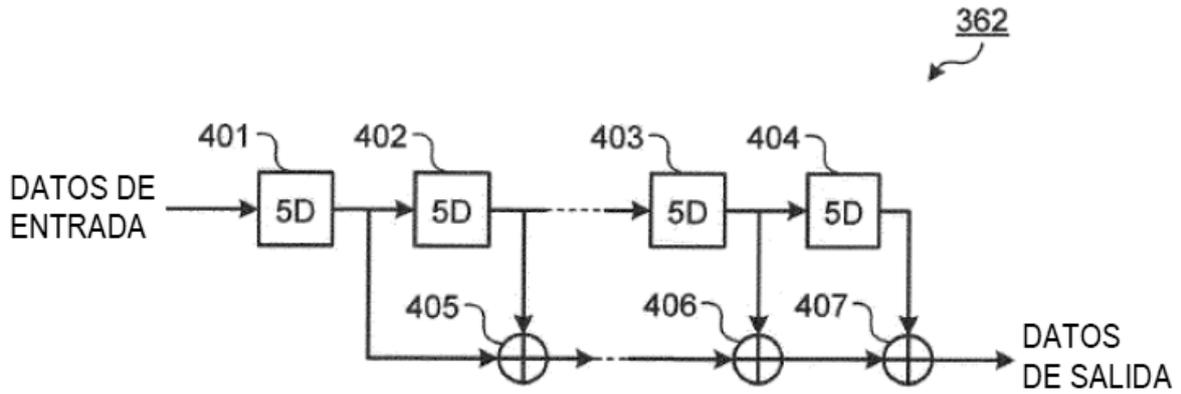


FIG.9

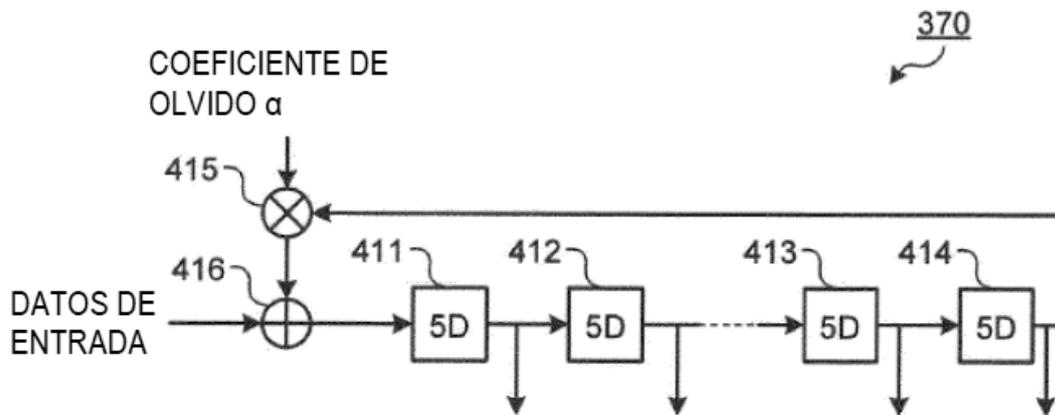


FIG.10

DETECTOR DE ERROR DE LA FASE DEL CÓDIGO
POR EJEMPLO, TRES VALORES DE LA POTENCIA DE CORRELACIÓN, OBTENIDOS DESPLAZANDO EL CÓDIGO EN 1/2 CHIP, SON INTERPOLADOS DE MANERA CUADRÁTICA PARA IDENTIFICAR EL PUNTO MÁXIMO (O) Y DETECTAR LA DIFERENCIA DE FASE ENTRE EL PUNTO CENTRAL Y EL MÁXIMO

POTENCIA DE CORRELACIÓN

