

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 708 727**

51 Int. Cl.:

H04L 27/14 (2006.01)

H04L 25/03 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **03.05.2011 PCT/US2011/034974**

87 Fecha y número de publicación internacional: **02.02.2012 WO12015509**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **03.05.2011 E 11812884 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **31.10.2018 EP 2599217**

54 Título: **Arquitectura y metodología del receptor de GFSK**

30 Prioridad:

30.07.2010 US 847951

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

10.04.2019

73 Titular/es:

**SENSUS USA INC. (100.0%)
8601 Six Forks Road, Suite 700
Raleigh, NC 27615, US**

72 Inventor/es:

ROUQUETTE, ROBERT, E.

74 Agente/Representante:

VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro

ES 2 708 727 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

Arquitectura y metodología del receptor de GFSK

5 Antecedentes de la invención

Campo de la invención

10 Esta solicitud reivindica prioridad a la Solicitud de Estados Unidos con N.º de Serie 12/847.951 presentada el 30 de julio de 2010, los contenidos completos de la cual se incorporan en la presente por referencia.

La presente divulgación se refiere al campo de las comunicaciones y, específicamente, al campo de comunicación de datos por la modulación de Modulación por Desplazamiento de Frecuencia (FSK).

15 La Modulación por Desplazamiento de Frecuencia Gaussiano (GFSK) es un tipo de modulación digital de FSK eficaz en ancho de banda. Específicamente, la modulación de GFSK utiliza un filtro gaussiano de conformación de pulso para reducir el ancho de banda de una portadora de transmisión modulada. En modulación de FSK, una secuencia de símbolos de datos que tiene transiciones agudas da como resultado una portadora de transmisión modulada que tiene discontinuidades en frecuencia. Las discontinuidades de frecuencia dan como resultado una portadora de
 20 transmisión de ancho de banda amplio. Suavizar las transiciones agudas de la secuencia de símbolos de datos, sin embargo, usando un filtro gaussiano de conformación de pulso, evita este problema. El filtro gaussiano de conformación de pulso elimina los componentes de frecuencia más altos en la secuencia de símbolos de datos que, a su vez, permite un espectro de transmisión más compacto.

25 El espectro de transmisión compacto facilitado por el esquema de modulación de GFSK ayuda a sistemas de comunicación inalámbrica que operan tanto en bandas con licencia como en las bandas industrial, científica y médica (ISM) sin licencia, reduciendo el ancho de banda espectral y el espectro fuera de banda de la portadora de transmisión de GFSK, para cumplir requisitos de rechazo de potencia de canal adyacente de FCC. Se hacen aplicar
 30 requisitos similares por organismos reguladores del espectro de radio internacionales.

Sin embargo, la conformación de pulso por el filtro gaussiano de conformación de pulso induce interferencia inter-símbolo (ISI). De hecho, es la conformación de pulso por el filtro Gaussiano la que introduce la ISI. En consecuencia, los sistemas diseñados acerca del esquema de modulación de GFSK están diseñados en vista del bajo caudal de datos o de la tasa de errores de bits aumentada. Convencionalmente, la ISI asociada con el esquema de modulación
 35 de GFSK prohíbe comunicación de datos a altos órdenes de modulación, donde se transmiten múltiples bits de datos por símbolo. En un intento para facilitar los sistemas de comunicaciones de GFSK con caudal de datos superior, se ha propuesto el uso de estructuras de receptor más complejas y costosas.

Análisis de la técnica anterior relacionada

40 Como se ilustra en la Figura 1, un primer sistema de GFSK de la técnica relacionada 100 incluye un transmisor de GFSK 102 y un receptor de GFSK 114.

45 El transmisor de GFSK 102 incluye una fuente de datos 104, filtro gaussiano 106, un modulador de FSK 108, un extremo trasero de transmisor 110, y una antena de transmisión 112. El filtro gaussiano 106 filtra una secuencia de símbolos de datos proporcionada desde la fuente de datos 104, y emite una secuencia de símbolos de datos con forma de pulso al modulador de FSK 108. El modulador de FSK 108 modula una frecuencia portadora basándose en la secuencia de símbolos de datos con forma de pulso, de acuerdo con un orden de modulación de FSK
 50 seleccionado (es decir, un número de bits por símbolo). La salida del modulador de FSK 108 se proporciona al extremo trasero de transmisor 110, donde se convierte de manera ascendente a una frecuencia de transmisión y se acopla a la antena de transmisión 112 para transmisión de radio-frecuencia (RF). Por consiguiente, la antena de transmisión 112 transmite una portadora de transmisión modulada de GFSK.

55 El receptor de GFSK 114 incluye una antena de recepción 116, un extremo frontal de receptor 118, un filtro de canal 120, un discriminador 122, un filtro de post detección 124, un recortador de símbolos 126, y un sumidero de datos 128. En la operación, la antena de recepción 116 y el extremo frontal de receptor 118 reciben una señal modulada de GFSK transmitida y convierten de manera descendente la señal modulada de GFSK recibida a banda base. El filtro de canal 120 filtra de manera selectiva la señal modulada de GFSK de banda base recibida para rechazar interferencia de canal adyacente y Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN). El discriminador 122 realiza
 60 demodulación de frecuencia proporcionando una señal de salida que es proporcional a la frecuencia instantánea de la portadora de transmisión modulada y emite una secuencia de símbolos demodulada. Específicamente, en el caso de un orden de modulación de 1 bit/símbolo (es decir, 2-GFSK), el discriminador 122 discrimina entre dos frecuencias, f_0+f_1 y f_0-f_1 , donde f_0 es la frecuencia de portadora no modulada. El filtro de post detección 124 filtra la secuencia de símbolos demodulada producida por el discriminador 122 para reducir ruido amplificado por el
 65 discriminador 122. El recortador 126 produce decisiones de símbolo basándose en la secuencia filtrada de símbolos emitida desde el filtro de post detección 124, para producir una secuencia de decisiones de símbolo, que se

proporciona al sumidero de datos 128. En el receptor de GFSK 114, el filtro de post detección 124 no está diseñado para eliminar la ISI, y se requiere que el recortador 126 produzca decisiones de símbolo en la presencia de ISI, que provoca que tengan lugar errores de símbolo y bits.

5 En el primer sistema de GFSK 100 de la técnica relacionada, la ISI introducida por el filtro gaussiano 106 requiere que se use un esquema de modulación de bajo orden de modulación (es decir, pocos bits/símbolo) por el modulador de FSK 108. De otra manera, tendrán lugar niveles inaceptables de errores de símbolos y bits en el receptor de GFSK 114. Específicamente, la ISI introducida por el filtro gaussiano 106 provoca que se cierre el “ojo” de la
10 secuencia de símbolos demodulada emitida por el discriminador 122, y, por lo tanto, el recortador 126 producirá decisiones de símbolo erróneas, ya que la salida del discriminador 122 fallará en estar consistente por encima o por debajo del umbral o umbrales de decisión de símbolo del recortador 126 con certidumbre a las temporizaciones de símbolo determinadas. A órdenes de modulación más altos, se hace incluso más difícil para el discriminador 122 y para el recortador 126 producir decisiones de símbolo correctas. Por lo tanto, el caudal de datos del primer sistema de GFSK 100 de la técnica relacionada está limitado debido a la ISI introducida por el filtro gaussiano 106, ya que
15 únicamente pueden utilizarse esquemas de modulación de orden inferior sin niveles inaceptables de errores de símbolo. El filtro de canal 120 también contribuye a la introducción de ISI en la señal recibida, componiendo adicionalmente las limitaciones del sistema de GFSK 100.

20 Como se ilustra en la Figura 2, un segundo sistema de GFSK 200 de la técnica relacionada incluye un transmisor de GFSK 202 y un receptor de GFSK 214.

El transmisor de GFSK 202 incluye una fuente de datos 204, un filtro gaussiano 206, un modulador de FSK 208, un extremo trasero de transmisor 110, y una antena de transmisión 212. El transmisor de GFSK 202 opera igual que el primer transmisor de GFSK 102 de la técnica relacionada.

25 El receptor de GFSK 214 incluye una antena de recepción 216, un extremo frontal de receptor 218, un filtro de canal 220, un discriminador 222, un estimador de secuencia de probabilidad máxima (MLSE) 224, y un sumidero de datos 226. En comparación con el primer receptor de GFSK 114 de la técnica relacionada, el segundo receptor de GFSK de la técnica relacionada 214 se basa en el estimador de MLSE 224 para producir decisiones de símbolo en la presencia de ISI. Es decir, el estimador de MLSE 224 no elimina la ISI. En su lugar, el estimador de MLSE 224 estima símbolos de datos de acuerdo con al menos la probabilidad de errores, en la presencia de la ISI, y emite bits de datos en términos de probabilidad de error. Por ejemplo, el estimador de MLSE 224 puede utilizar el algoritmo Vitrebi para determinar una decisión de símbolo de probabilidad de error más inferior, intentando mitigar la presencia de la ISI. Sin embargo, especialmente a bajas relaciones de señal a ruido (SNR), los estimadores de
30 MLSE no pueden mitigar adecuadamente errores de símbolo debido a ISI.

El documento BERGVELD H J ET AL / “A low-power highly digitized receiver for 2.4-GHz-band GFSK applications” desvela el diseño y resultados de medición de un receptor altamente digitalizado de baja potencia para señales de entrada moduladas de modulación por desplazamiento de frecuencia gaussiana a 2,4 GHz. El extremo delantero de RF ha estado basado en una arquitectura de baja FI y no requiere ganancia variable alguna o bloques de filtración. El rango dinámico total de la señal de baja FI se convierte en el dominio digital por un convertidor de analógico a digital (ADC) SigmaDelta de tiempo continuo de alta resolución y baja potencia. Esto conduce a una cadena de recepción lineal sin limitadores. Se usa un filtro de bucle poli-fase de quinto orden en el ADC SigmaDelta complejo. El bloque digital realiza filtración y demodulación. La filtración de canal se combina con filtración adaptada y la supresión de ruido resultante del ADC SigmaDelta.

El documento US 2002/057746 A1 desvela una arquitectura de receptor para recibir símbolos de señal y recuperación transmitidos a través de un canal de modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK) usando un número predeterminado de niveles de modulación, usando los símbolos transmitidos un filtro de pre modulación que tiene un ancho de banda, comprendiendo la arquitectura de receptor: un filtro de selectividad para pasar de manera selectiva un canal deseado y rechazando canales indeseados, teniendo el filtro de selectividad un ancho de banda de filtro de aproximadamente la mitad del ancho de banda del filtro de pre modulación; un discriminador acoplado al filtro de selectividad para modular la señal; y un procesador de recuperación de símbolo acoplado al discriminador para recuperar los símbolos a través de una técnica de estimación de secuencia de probabilidad máxima (MLSE) que utiliza N estados para cada tiempo de símbolo, en el que N equivale al número predeterminado de niveles de modulación, y en el que las plantillas usadas en el MLSE para transmisiones de símbolo se optimizan con un ancho de banda sustancialmente menor que el ancho de banda del filtro de pre-modulación.

Breve resumen de la invención

60 Por consiguiente, un objetivo de esta invención es proporcionar un receptor de comunicaciones, un método de receptor de comunicaciones y un medio de almacenamiento legible por ordenador que almacena en el mismo instrucciones legibles por ordenador que presentan un enfoque sencillo y rentable para comunicar datos a alto caudal incluso en un entorno de baja SNR.

65

De acuerdo con un aspecto de esta invención, se proporciona un receptor de comunicaciones de acuerdo con la reivindicación independiente 1.

5 De acuerdo con otro aspecto de esta invención, se proporciona un método de receptor de comunicaciones de acuerdo con la reivindicación independiente 7.

De acuerdo con un aspecto adicional de esta invención, se proporciona un medio de almacenamiento legible por ordenador de acuerdo con la reivindicación independiente 14.

10 La invención se define y está limitada por el alcance de las reivindicaciones adjuntas. En la siguiente descripción cualquier realización o realizaciones a las que se hace referencia y no caen dentro del alcance de las reivindicaciones adjuntas, es o son meramente ejemplo o ejemplos útiles para el entendimiento de la invención.

Breve descripción de los dibujos

15 Una apreciación más completa de la invención y muchas de las ventajas adjuntas de la misma se obtendrán fácilmente ya que las mismas se entienden mejor por referencia a la siguiente descripción detallada cuando se considera en relación con los dibujos adjuntos, en los que:

20 La Figura 1 ilustra un primer sistema de comunicación de GFSK de los antecedentes de la técnica;
 La Figura 2 ilustra un segundo GFSK de los antecedentes de la técnica;
 La Figura 3 es un diagrama de bloques de un sistema de comunicación de GFSK;
 La Figura 4 es un gráfico que ilustra formas de onda de respuesta de filtro de filtros gaussianos que tienen diversos productos de BT;
 25 La Figura 5 es un diagrama de forma de onda que ilustra una forma de onda modulada de FSK;
 La Figura 6 es un diagrama de bloques que ilustra la generación de coeficientes de un filtro digital;
 La Figura 7A es un gráfico que ilustra una secuencia de símbolos demodulados desde una señal de 2-GFSK recibida;
 La Figura 7B es un gráfico que ilustra la secuencia de símbolos de la Figura 7A después de filtración;
 30 La Figura 7C es un gráfico que ilustra una secuencia de símbolos demodulados desde una señal de 8-GFSK recibida;
 La Figura 7D es un gráfico que ilustra la secuencia de símbolos de la Figura 7C después de filtración;
 La Figura 8 es un diagrama de bloques que ilustra un filtro digital;
 La Figura 9 es un diagrama de flujo que ilustra un método de transmisión;
 35 La Figura 10 es un diagrama de flujo que ilustra un método de recepción;
 La Figura 11 es un diagrama de flujo que ilustra un método de filtro digital; y
 La Figura 12 es un diagrama de bloques esquemático que ilustra una realización de aparato de procesamiento de datos.

40 Descripción detallada de la invención

La presente invención se refiere a un receptor de comunicaciones y un método de receptor de comunicaciones para reducir sustancialmente y eliminar en gran medida ISI introducida por filtros gaussianos de conformación de pulso de transmisores de GFSK, de modo que pueden utilizarse órdenes de modulación superiores de FSK para aumentar el caudal de datos.

50 El receptor desvelado y método de receptor permiten el uso de filtros gaussianos que conforman en pulsos secuencias de símbolos más agresivamente, en comparación con filtros usados convencionalmente, para mitigar y eliminar sustancialmente discontinuidades de frecuencia y para reducir ancho de banda de transmisión ocupado. Adicionalmente, el receptor y método de receptor desvelados permiten que se usen órdenes de modulación de FSK superiores, mientras que las secuencias de símbolos moduladas de orden superior están conformadas en pulso más agresivamente. Por lo tanto, el receptor y método de receptor desvelado consiguen caudal de datos aumentado mientras se reduce el ancho de banda de transmisión ocupado. Estas y otras ventajas se consiguen por un receptor de GFSK que incluye un filtro que tiene en cuenta y elimina ISI inducida por filtros gaussianos de conformación de pulsos de transmisores de GFSK.

Adicionalmente, el receptor y método de receptor desvelado reducen sustancialmente y eliminan en gran medida la ISI introducida por los moduladores de transmisor, demoduladores de receptor y filtros de canal de receptor.

60 Además, el receptor y método de receptor desvelados proporcionan un sistema de comunicación que incorpora las ventajas conocidas de modulación de GFSK mientras se reducen las etapas de procesamiento de receptores de GFSK convencionales para llegar a un receptor de GFSK más sencillo, más eficaz y rentable.

65 La eliminación de ISI basándose en el receptor y método de receptor de la presente invención no está limitada a sistemas de comunicación de GFSK, sino que pueden usarse para eliminar ISI y otros artefactos de comunicación indeseables de sistemas de comunicación distintos de sistemas de comunicaciones de GFSK, tanto alámbricos e

inalámbricos.

Una realización de un sistema de comunicaciones de GFSK que consigue las ventajas anteriormente descritas se describirán con referencia a la Figura 3.

La Figura 3 ilustra un sistema de comunicación de GFSK 300. El sistema de comunicación de GFSK 300 incluye un transmisor de GFSK 302 y un receptor de GFSK 314. El transmisor de GFSK 302 y el receptor de GFSK 314 pueden combinarse en una única unidad de comunicaciones como un transceptor de GFSK integrado o pueden proporcionarse como unidades de comunicación separadas.

El transmisor de GFSK 302 incluye una fuente de datos 304, un filtro gaussiano 306, un modulador de FSK 308, un extremo trasero de transmisor 310, y una antena de transmisión 312. El filtro gaussiano 306 filtra una secuencia de símbolos proporcionados desde la fuente de datos 304, y emite una secuencia de símbolos con forma de pulso al modulador de FSK 308. El modulador de FSK 308 modula una frecuencia f_0 basándose en la secuencia de símbolos con forma de pulso, de acuerdo con un orden de modulación de FSK seleccionado m (es decir, un número de bits por símbolo). La salida del modulador de FSK 308 se proporciona al extremo trasero de transmisor 310, donde se convierte de manera ascendente a una frecuencia de transmisión y se acopla a la antena de transmisión 312 para transmisión de RF inalámbrica. La antena de transmisión 312 transmite una señal de transmisión modulada de GFSK a la frecuencia de transmisión.

Las realizaciones de la fuente de datos 304 pueden incluir un generador de códigos de corrección de errores hacia adelante (FEC) que añade datos redundantes a la secuencia de símbolos, de modo que un receptor de GFSK puede corregir errores sin re-transmisión de datos usando un decodificador de FEC.

Con referencia a la Figura 4, se describe la conformación de pulso característica del filtro gaussiano 306. La respuesta del filtro gaussiano 306 se describe en términos de su producto de BT donde B es la mitad de ancho de banda de -3 dB del filtro y T es el periodo de símbolo (es decir, $1/f_{\text{tasa de símbolo}}$) de un símbolo de entrada. La Figura 4 ilustra la respuesta de impulso de filtros gaussianos de BT = 0,3, 0,5, y 0,8, según se convolucionan con una forma de onda de impulso rectangular de periodo de tiempo T y amplitud unitaria. Las respuestas de impulso de filtros gaussianos de BT = 0,3, 0,5, y 0,8 se ilustran, respectivamente, como las formas de onda de respuesta de salida 402, 404, y 406.

En la Figura 4, el eje vertical o y representa la amplitud de las respuestas de impulso, y el eje horizontal o x representa la base de tiempo de símbolo T.

Como se ilustra en la Figura 4, para valores inferiores del producto de BT, las formas de onda de respuesta de salida 406, 404, y 402 se hacen progresivamente más expandidas a través del periodo de tiempo de símbolo T, que representa introducción aumentada de ISI entre símbolos de datos. Específicamente, cualquier forma de onda de respuesta de salida que tiene una duración mayor que el periodo de símbolo T corresponde a un filtro gaussiano que tiene un producto de BT que da como resultado la introducción de ISI entre símbolos cuando se proporciona con una secuencia de los símbolos en su entrada. Como se ilustra, ISI entre cinco periodos de símbolo se acerca para un BT de aproximadamente 0,3.

En sistemas de comunicaciones de GFSK, los filtros gaussianos que tienen bajos valores de producto de BT, aunque introducen cantidades significativas de ISI, dan como resultado portadoras de transmisión moduladas de ancho de banda más compacto y eficaz, que es preferible. Específicamente, las discontinuidades de frecuencia en una portadora de transmisión modulada, que provocan que el ancho de banda de transmisión de la portadora de transmisión modulada sea indeseablemente ancho, se eliminan por el uso de filtros gaussianos en un sistema de comunicación de GFSK. Cuanto más bajo es el producto de BT de un filtro gaussiano, mejor es la eliminación de discontinuidades de frecuencia.

En realizaciones preferidas, el uso de filtros gaussianos de conformación de pulso que tienen bajos productos BT, tal como 0,36 o menores, es posible debido a un filtro de receptor de GFSK descrito a continuación. Por lo tanto, en la realización preferida, el filtro gaussiano 306 tiene un producto de BT de 0,36.

Haciendo referencia de vuelta a la Figura 3, el modulador de FSK 308 modula una portadora f_0 basándose en un índice de modulación h y el orden de modulación de FSK seleccionado m .

Para modulación de FSK en el orden de modulación de FSK seleccionado m , el índice de modulación h se define como:

$$(1) h = \Delta f_m / f_{\text{tasa de símbolo}}$$

donde $f_{\text{tasa de símbolo}}$ es la tasa de símbolo y Δf_m es el espaciado de frecuencia de símbolos adyacentes.

Por lo tanto, el índice de modulación h indica cuánto varía una portadora modulada de su frecuencia no modulada, f_0 . El índice de modulación h también se refiere a una cantidad de ancho de banda que ocupa una portadora de FSK

modulada. Un índice de modulación inferior h se refiere a un ancho de banda de frecuencia ocupado menor, y un índice de modulación mayor h se refiere a un ancho de banda de frecuencia ocupado mayor. La susceptibilidad de un receptor de GFSK para hacer decisiones de símbolo erróneas aumenta a medida que el índice de modulación, h , se reduce.

5 El modulador de FSK 308 del receptor de GFSK 314 puede operar a órdenes de modulación relativamente altos, m , y a índices de modulación relativamente bajos, h , en comparación con aquellos convencionalmente usados. Por ejemplo, el modulador de FSK 308 puede operar a órdenes de modulación tales como 2-GFSK, 4-GFSK, 8-GFSK, y 16-GFSK, y las realizaciones pueden utilizar órdenes de modulación impar y órdenes de modulación tan altos como 256-GFSK o mayores. También el modulador de FSK 308 puede operar a índices de modulación, h , tan bajos como 1/256.

10 Las realizaciones no están limitadas a utilizar modulación de FSK, sin embargo, y el modulador de FSK 308 puede implementarse por un modulador de Modulación por Desplazamiento de Fase (PSK), un modulador de Amplitud por Cuadratura (QAM), o equivalentes de los mismos.

15 El orden de modulación de 2-GFSK se refiere a la transmisión de 1 bit/símbolo. Por lo tanto, cuando se opera bajo un orden de modulación de 2-GFSK, el modulador de FSK 308 modula una frecuencia f_0 por frecuencias de desplazamiento $\pm f_1$, para llegar a dos símbolos de modulación, f_0+f_1 y f_0-f_1 . Con referencia a la Figura 5, se ilustra una secuencia de símbolos de datos 500, una portadora no modulada 502, y una portadora modulada 504. En comparación con la portadora no modulada 502, la portadora modulada 504 representa un primer símbolo de FSK 506, a una frecuencia f_0+f_1 , y un segundo símbolo de FSK 508, a una frecuencia f_0-f_1 .

20 En la Figura 5, el eje vertical y representa amplitud, y el eje horizontal x representa tiempo.

25 Además, los órdenes de modulación de 4-GFSK, 8-GFSK, y 16-GFSK están basados en una extensión de 2-GFSK que usa múltiplos adicionales de la frecuencia de desplazamiento f_1 . Es decir, para 4-GFSK, que es un orden de modulación de 2 bit/símbolo, el modulador de FSK 308 se basa en cuatro símbolos de modulación, $f_0+f_1, f_0-f_1, f_0+3f_1$, y f_0-3f_1 .

30 Haciendo referencia de vuelta a la Figura 3, el extremo trasero de transmisor 310 convierte de manera ascendente la portadora modulada emitida desde el modulador de FSK 308 a una frecuencia adecuada para transmisión de RF.

35 El extremo trasero de transmisor 310 incluye componentes de circuito de hardware necesarios para convertir de manera ascendente la portadora modulada en frecuencia f_0 a la frecuencia adecuada para transmisión de RF. Como parte de un grupo de componentes de hardware no limitante, el extremo trasero de transmisor 310 puede incluir Convertidores de Digital a Analógico (DAC), Osciladores Controlados por Tensión (VCO), Bucles de Enganche de Fase (PLL), mezcladores, filtros analógicos, Amplificadores de Bajo Ruido (LNA), y otros componentes de hardware reconocidos como que se usan para convertir de manera ascendente una portadora modulada a una frecuencia adecuada para transmisión de RF.

40 Como se ha analizado anteriormente, las portadoras de transmisión moduladas de GFSK de ancho de banda más compacto y eficaz permiten ventajosamente transmisores de operación de GFSK tanto en bandas con licencia como en las bandas de ISM sin licencia, proporcionando una señal de transmisión que se adapta a normativas de interferencia de canal adyacente de FCC. Además, las portadoras de transmisión moduladas de GFSK de ancho de banda más compacto y eficaz permiten ventajosamente la selección de amplificadores de transmisión que son sencillos y rentables. Por lo tanto, puesto que el extremo trasero de transmisión 310 transmite una portadora de transmisión modulada de ancho de banda compacto, según se facilita por el filtro gaussiano de conformación de pulso 306, el extremo trasero de transmisión 310 puede diseñarse usando una clase de amplificadores que son sencillos, rentables y eficaces.

45 Después de conversión ascendente por el extremo trasero de transmisor 310, una señal de portadora de transmisión modulada de GFSK se transmite desde la antena de transmisión 312.

50 Las realizaciones del transmisor de GFSK 302 pueden implementarse completamente en hardware como una combinación de circuitos de hardware. Como alternativa, el transmisor de GFSK 302 puede implementarse en una combinación de hardware y software. Por ejemplo, la fuente de datos 304, el filtro gaussiano 306, y el modulador de FSK 308 pueden implementarse mediante un procesador de un aparato de procesamiento de datos que ejecuta instrucciones legibles por ordenador almacenadas en un medio legible por ordenador mientras que el extremo trasero de transmisor 310 y la antena de transmisión 312 pueden implementarse en hardware como una combinación de circuitos de hardware.

55 Haciendo referencia de vuelta al sistema de comunicación de GFSK 300 de la Figura 3, el receptor de GFSK 314 incluye una antena de recepción 316, un extremo frontal de receptor 318, un filtro de canal 320, un demodulador de FSK 322, un filtro digital 324, un recortador 326, un mapeador de símbolo a bit 328, y un sumidero de datos 330.

El receptor de GFSK 314 recibe una señal de portadora de transmisión modulada de GFSK, tal como la señal portadora de transmisión modulada de GFSK transmitida por el transmisor de GFSK 302, en la antena 316, y convierte de manera descendente la señal de portadora de transmisión modulada de GFSK recibida en el extremo frontal de receptor 318 a una señal modulada de frecuencia de banda base.

El extremo frontal de receptor 318 incluye componentes de circuito de hardware necesarios para convertir de manera descendente la señal portadora de transmisión modulada de GFSK recibida a banda base. Como parte de un grupo no limitante de componentes de hardware, el extremo frontal de receptor 318 puede incluir Convertidores de Analógico a Digital (ADC), Osciladores Controlados por Tensión (VCO), Bucles de Enganche de Fase (PLL), mezcladores, filtros analógicos, Amplificadores de Bajo Ruido (LNA), y otros componentes de hardware reconocidos que se usan para convertir de manera descendente una señal portadora de transmisión recibida.

El filtro de canal 320 reduce de manera selectiva interferencia de canal adyacente adyacente a un canal deseado de la señal modulada de frecuencia de banda base de la señal modulada de banda base y produce una señal modulada de banda base filtrada de canal. En particular, el filtro de canal 320 reduce frecuencias distintas de la frecuencia portadora de transmisión. Sin embargo, a medida que el BT del filtro de canal 320 se reduce, el filtro de canal 320 induce ISI adicional en la señal recibida, ya que reduce la interferencia de canal adyacente. El filtro de canal 320 puede tener un producto de BT de 0,75, 0,6, 0,5, o menor. En comparación con filtros de canal usados en receptores de GFSK convencionales, el filtro de canal 320 puede perseguir más agresivamente la reducción de interferencia de canal adyacente usando un filtro con un producto de BT inferior, y la ISI adicional puede reducirse sustancialmente y eliminarse en gran medida por el filtro digital 324.

El demodulador de frecuencia de FSK 322 demodula la señal modulada de frecuencia de banda base filtrada de canal, para recuperar una secuencia de símbolos. Es decir, dependiendo del orden de modulación, m , usado para modular la señal portadora de transmisión modulada de GFSK, el demodulador de frecuencia de FSK 322 puede distinguir entre la frecuencia f_0 desplazada en frecuencia en múltiplos (es decir, f_1 , $3f_1$, $5f_1$, $7f_1$, etc.) de frecuencia de desplazamiento f_1 . Por ejemplo, en el caso de un orden de modulación de 1 bit/símbolo (es decir, 2-GFSK), el demodulador de frecuencia 322 discrimina entre las dos frecuencias f_0+f_1 y f_0-f_1 donde f_0 es la frecuencia de portadora, para producir una señal de salida. En el caso de 2-GFSK, f_0+f_1 puede hacer referencia a una lógica demodulada "1" y f_0-f_1 puede hacer referencia a una lógica demodulada "0". Pueden realizarse órdenes de modulación adicionales, tales como 4-GFSK, 8-GFSK, y 16-GFSK basándose en múltiplos adicionales de frecuencia de desplazamiento f_1 , como se ha descrito anteriormente.

El demodulador de frecuencia de FSK 322 puede realizarse por cualquier demodulador de frecuencia que proporciona una salida proporcional a la frecuencia instantánea como su entrada. Para conseguir alta fidelidad para órdenes de modulación superiores, la realización preferida del demodulador de frecuencia de FSK 322 incluye un procesador de señales digitales (DSP) demodulador de frecuencia que realiza $d\theta/dt$ en un ancho de banda más amplio que el filtro de canal 320, donde θ es fase instantánea en la entrada del demodulador de frecuencia de FSK 322. El demodulador de frecuencia de FSK 322 emite una secuencia recuperada de símbolos.

La secuencia recuperada de símbolos emitida desde el demodulador de frecuencia de FSK 322 se somete a ISI. La ISI se provoca sustancialmente por un filtro gaussiano de conformación de pulso del transmisor que transmite la señal portadora de transmisión modulada de GFSK, tal como el filtro gaussiano de conformación de pulso 306 del transmisor de GFSK 302. Puesto que la secuencia recuperada de símbolos emitida desde el demodulador de frecuencia de FSK 322 se somete a ISI, el "ojo" de la secuencia recuperada de símbolos colapsa. Para eliminar la ISI, la señal de salida de datos demodulada se filtra por el filtro digital 324 para eliminar la ISI, antes de que se realicen decisiones de símbolo por el recortador 326. Por lo tanto, el filtro digital 324 abre el "ojo" de la secuencia recuperada de símbolos emitida desde el demodulador de frecuencia de FSK 322, de modo que las decisiones de símbolo realizadas por el recortador 326 se realizan con menos error, incluso a órdenes de modulación altos, m , y baja SNR. El filtro digital 324 reduce sustancialmente y elimina en gran medida la ISI basándose en una pluralidad de coeficientes. El filtro digital 324 también realiza filtración similar a la filtración realizada por el filtro de post detección 124 basándose en la pluralidad de coeficientes.

Una técnica para determinar la pluralidad de coeficientes se describe en asociación con la Figura 6 a continuación, y la estructura y operación del filtro digital 324 se describe en asociación con la Figura 8 a continuación. Puesto que el filtro digital 324 elimina ISI y también realiza filtración de post detección, el receptor de GFSK 314 está diseñado para ser al menos tan sencillo y tan rentable como los sistemas de comunicación de GFSK convencionales, pero con mejor rendimiento.

Haciendo referencia de vuelta a la Figura 3, el recortador 326 produce decisiones de símbolo basándose en la secuencia filtrada de símbolos por el filtro digital 324. Basándose en la secuencia filtrada de símbolos, el recortador 326 puede distinguir entre varios símbolos de FSK, sin error. Por lo tanto, el uso del filtro digital 324 permite que el modulador de FSK 308 del transmisor de GFSK 302 opere basándose en órdenes de modulación que son más altos que aquellos convencionalmente usados. Por lo tanto, se aumenta el caudal de datos. El caudal de datos también se aumenta debido a la eliminación de la ISI por el filtro digital 324, puesto que el recortador 326 puede hacer decisiones de símbolo con menos error, que da como resultado menores retransmisiones.

Después de que se producen decisiones de símbolo por el recortador 326, el mapeador de símbolo a bit 328 mapea las decisiones de símbolo a bits de datos. Dependiendo del orden de modulación, m , un símbolo introducido al mapeador de símbolo a bit 328 puede corresponder a 1, 2, 4, o más bits de datos. El mapeador de símbolo a bit 328 puede mapear también símbolos entrantes a un número impar de bits de datos. Además, las realizaciones del recortador 326 y/o el mapeador de símbolo a bit 328 pueden incluir un decodificador de FEC que usa datos redundantes para corregir errores sin re-transmisión de los datos. Los bits de datos emitidos por el mapeador de símbolo a bit 328 se proporcionan al sumidero de datos 330.

Las realizaciones del receptor de GFSK 314 pueden implementarse en su totalidad en hardware como una combinación de circuitos de hardware. Como alternativa, el receptor de GFSK 314 puede implementarse en una combinación de hardware y software. Por ejemplo, la antena de recepción 316 y el extremo frontal de receptor 318 pueden implementarse en hardware como una combinación de circuitos de hardware mientras que el filtro de canal 320, el demodulador de FSK 322, el filtro digital 324, el recortador 326, el mapeador de símbolo a bit 328, y el sumidero de datos 330 pueden implementarse mediante un procesador de un aparato de procesamiento de datos que ejecuta instrucciones legibles por ordenador almacenadas en un medio legible por ordenador.

La Figura 6 es un diagrama de flujo que ilustra una operación 600 para determinar una pluralidad de coeficientes. Aunque se describe la Figura 6 con referencia a la determinación de coeficientes de filtro para el filtro digital 324 del receptor de GFSK 314, la operación 600 puede aplicarse para determinar coeficientes usados en filtros digitales de receptores distintos del receptor de GFSK 314. Análogamente, la operación ilustrada en la Figura 6 puede utilizarse para determinar coeficientes para usarse en el método de filtro digital 1100.

Haciendo referencia a la Figura 6, se proporciona un impulso rectangular de tiempo de símbolo T en 602. El impulso rectangular se proporciona al filtro gaussiano 604. La respuesta de salida del filtro gaussiano 604 variará dependiendo del producto de BT del filtro gaussiano 604, como se ha analizado anteriormente con respecto a la Figura 4. El filtro gaussiano 604 puede variarse en producto BT para producir coeficientes de filtro digital basados en un filtro gaussiano de un producto BT particular. En otras palabras, los coeficientes de filtro digital determinados de acuerdo con la operación 600 variarán dependiendo de al menos el producto de BT del filtro gaussiano 604. En la realización de la operación 600 ilustrada en la Figura 6, el producto de BT del filtro gaussiano 604 es 0,36 y la respuesta de salida del filtro gaussiano 604 se extiende a través de un periodo de tiempo de $5T$.

La salida del filtro gaussiano 604 se proporciona a un modulador de frecuencia 606, que puede modelarse basándose en propiedades conocidas de un modulador de FSK, tal como el modulador de FSK 308. El modulador de frecuencia 606 puede estar basado en una función de transferencia de modulación del modulador de FSK 308. Los coeficientes de filtro digital determinados de acuerdo con la operación 600 variarán también dependiendo de la función de transferencia de modulación del modulador de frecuencia 606.

La salida del modulador de frecuencia 606 se proporciona al filtro de canal 608. El filtro de canal 608 puede variarse en producto de BT , por ejemplo, dependiendo del producto de BT del filtro de canal 320 del receptor de GFSK 314. Los coeficientes de filtro digital determinados de acuerdo con la operación 600 variarán también dependiendo del producto de BT del filtro de canal 608.

La salida del filtro de canal 608 se introduce al demodulador de frecuencia 610, que puede modelarse basándose en propiedades conocidas de un demodulador de FSK, tal como el demodulador de FSK 322. El demodulador de frecuencia 610 puede estar basado en una función de transferencia de modulación del demodulador de FSK 322. Los coeficientes de filtro digital determinados de acuerdo con la operación 600 variarán también dependiendo de la función de transferencia de modulación del demodulador de frecuencia 610.

Se observa que el modulador de frecuencia 606, el filtro de canal 608, y el demodulador de frecuencia 610 pueden omitirse de la operación 600, particularmente si el filtro de canal 608 es de tipo de fase lineal que tiene un producto de BT mayor o igual que 0,75 y si las funciones de transferencia de modulación de tanto el modulador de frecuencia 606 como el demodulador de frecuencia 610 son unitarias. En la realización preferida de la operación 600, el BT del filtro de canal 608 es 0,75 o menor.

También, un extremo trasero de transmisor y un extremo frontal de receptor pueden estar incluidos entre el modulador de frecuencia 606, el filtro de canal 608, y el demodulador de frecuencia 610, de modo que las respuestas del extremo trasero de transmisor y el extremo frontal de receptor de un sistema de comunicaciones pueden contabilizarse en la operación 600.

Una salida del demodulador de frecuencia 610 se transforma al dominio de la frecuencia por una Transformada Rápida de Fourier (FFT) en 612. La FFT, en 612, emite una representación de dominio de frecuencia de una respuesta agregada (que incluye la respuesta que induce ISI) del filtro gaussiano 604, el modulador de frecuencia 606, el filtro de canal 608, y el demodulador de frecuencia 610. La representación del dominio de la frecuencia de la respuesta agregada se incluye dentro de una pluralidad de periodos de frecuencia que se emiten desde la FFT en 612.

Dependiendo de si el modulador de frecuencia 606, el filtro de canal 608, y el demodulador de frecuencia 610 están incluidos en la operación 600, la respuesta agregada variará en consecuencia. Además, la respuesta agregada variará de acuerdo con si un extremo trasero de transmisor y un extremo frontal de receptor están incluidos en la operación 600.

5 Las magnitudes de cada uno de la pluralidad de periodos de frecuencia emitidos por la FFT 612 se proporcionan a un comparador 614 para comparación con un valor predeterminado 8. Específicamente, tiene lugar una comparación en el comparador 614 de manera que, si la magnitud de un periodo de frecuencia es menor o igual que 8, el periodo de frecuencia se establece para que sea igual a 8. De otra manera, el periodo de frecuencia queda sin cambiar.
10 Después del comparador 614, los periodos de frecuencia actualizados se proporcionan como un divisor a una primera entrada de un divisor 616.

15 La comparación en el comparador 614 evita ganancia de ruido. En el caso de la operación 600, la comparación en el comparador 614 evita la ganancia de ruido evitando que el divisor del divisor 616 esté demasiado cerca de 0. El valor de δ se ha reconocido como un resultado eficaz variable para el régimen de alta frecuencia de un filtro digital que usa los coeficientes determinados por la operación 600. Específicamente, el valor de δ usado en la operación 600 puede variarse para conseguir un filtro digital que tiene un régimen de respuesta de alta frecuencia deseado sin deteriorar la respuesta Nyquist del filtro, que es necesaria para eliminar ISI. En la selección de δ para determinar la alta frecuencia de régimen deseada del filtro digital, se consigue filtración de post detección por la alta respuesta de
20 régimen. De esta manera, la comparación en el comparador 614 y la selección de δ imparten la funcionalidad del filtro de post detección 124. En la realización preferida de la operación 600, el valor de δ se determinó empíricamente que era 5×10^{-3} , un número real. Pueden usarse otros valores de δ dependiendo de la repuesta de régimen deseada como se ha descrito anteriormente.

25 Continuando con la Figura 6, se proporciona un impulso unitario en 618 a un filtro Nyquist 620. Como se ha analizado anteriormente, la respuesta de impulso de un filtro Nyquist, tal como el filtro Nyquist 620, es 0 para toda nT , excepto para $n=0$, como se ilustra en la Figura 6. En la realización de la operación 600 ilustrada en la Figura 6, la respuesta de salida del filtro Nyquist 620 se extiende a través de un periodo de tiempo de $5T$.

30 La salida del filtro Nyquist 620 se transforma al dominio de la frecuencia por una FFT 622. La salida de la FFT 622 es una pluralidad de periodos de frecuencia, que se proporcionan como un dividendo a una segunda entrada del divisor 616.

35 El divisor 616 divide la salida de la FFT 622 por la salida del comparador 614. Después de que el divisor 616, puede anexarse un 0 opcionalmente a la salida del divisor 616 en la frecuencia Nyquist $f_s/2$, para crear un número impar de periodos de frecuencia si se desea. Tener un número impar de periodos de frecuencia crea un retardo de grupo del filtro resultante que es un número entero de muestras. La inserción opcional del 0 tiene lugar entre el divisor 616 y una Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT) 626.

40 El cociente emitido del divisor 616 representa una medida de la diferencia entre una respuesta agregada y la respuesta de impulso del filtro Nyquist 620, donde la respuesta agregada es una respuesta de: (1) el filtro gaussiano 604, (2) el modulador de frecuencia 606, (3) el filtro de canal 608, y (4) el demodulador de frecuencia 610. La respuesta agregada puede variar dependiendo de la inclusión o exclusión del modulador de frecuencia 606, el filtro de canal 608, y el demodulador de frecuencia 610. Como se ha indicado anteriormente, el demodulador de frecuencia 606, el filtro de canal 608, y el demodulador de frecuencia 610 pueden omitirse de la operación 600, particularmente si el filtro de canal 608 es de tipo de fase lineal que tiene un producto de BT de mayor o igual a 0,75 y si las funciones de transferencia de modulación tanto del modulador de frecuencia 606 como el demodulador de frecuencia 610 son unitarias.
45

50 Generando coeficientes de filtro digital basándose en la medida de diferencia emitida por el divisor 616, la ISI introducida por el filtro gaussiano 604, el modulador de frecuencia 606, el filtro de canal 608, y el demodulador de frecuencia 610 puede eliminarse sustancialmente usando un filtro digital que incluye los coeficientes de filtro digital generados.

55 La salida del divisor 616, si se anexa con un 0 en la frecuencia Nyquist $f_s/2$ o no, se proporciona a la IFFT 626. La IFFT 626 convierte los periodos de frecuencia emitidos desde el divisor 616 a una señal del dominio del tiempo de salida real. La salida de la IFFT 626 proporciona coeficientes de filtro digital, como se ilustra en 628. La salida del domino del tiempo real del bloque de IFFT 626 incluye muestras para un periodo de tiempo de $5T$ o un número de muestras a través del periodo de tiempo $5T$ más 1 muestra si se anexa un 0 a la salida del divisor 616.
60

65 Usando los coeficientes de filtro digital determinados por la operación 600, puede implementarse un filtro digital de coeficiente constante para eliminar ISI que convierte la respuesta de un sistema de comunicaciones que incluye un filtro gaussiano en uno que tiene una respuesta Nyquist, más la respuesta de un filtro de post detección. Eliminado la ISI provocada por filtros gaussianos en un receptor, pueden realizarse decisiones de símbolo con menores errores, incluso a baja SNR y cuando se usan altos órdenes de modulación.

Conforme a la operación 600, la ISI que se atribuye a uno o más de: (1) filtros gaussianos, (2) moduladores de transmisor, (3) extremos traseros de transmisor, (4) extremos frontales de receptor, (5) filtros de canal, y (6) demoduladores de receptor puede tenerse en cuenta y compensarse. Sin embargo, la operación 600 no está limitada a contabilizar y compensar ISI atribuida a los componentes de transmisor y receptor anteriores, y un experto en la materia reconocería que la ISI atribuida a otros componentes de transmisor y receptor pueden tenerse en cuenta y compensarse.

Con referencia al sistema de comunicación de GFSK 300 como un ejemplo, la ISI atribuida a los siguientes componentes puede tenerse en cuenta y compensarse basándose en los coeficientes de filtro digital determinados por la operación 600: (1) el filtro gaussiano 306, (2) el modulador de FSK 308, (3) el extremo trasero de transmisor 310, (4) el extremo frontal de receptor 318, (5) el filtro de canal 320, y (6) el demodulador de FSK (322).

Las Figuras 7A, 7B, 7C, y 7D ilustran el efecto de filtración por el filtro digital 324. En las Figuras 7A, 7B, 7C, y 7D, el eje vertical o y representa amplitud, y el eje horizontal o x representa tiempo.

La Figura 7A ilustra una secuencia de símbolos demodulados de una señal de 2-GFSK recibida. Como se ilustra en la Figura 7A, cada símbolo no alcanza amplitud completa para recorte de símbolo de 2-GFSK. En su lugar, el "ojo" de la secuencia de símbolos se colapsa debido a ISI.

La Figura 7B ilustra la secuencia de símbolos de la Figura 7A después de filtración por el filtro digital 324 conforme a los coeficientes de filtro digital determinados por la operación 600. Como se ilustra en la Figura 7A, los símbolos alcanzan la amplitud de símbolo 2-GFSK completa, y el "ojo" de la secuencia no se colapsa. Por lo tanto, la Figura 7B ilustra que la ISI se ha eliminado por el filtro digital 324 en comparación con la Figura 7A.

Como se ilustra en la Figura 1C, el colapso del "ojo" de una secuencia de símbolos demodulados de una señal 8-GFSK recibida es incluso más pronunciado que en la Figura 7A. Como se ilustra en la Figura 7C, cada símbolo no se acerca a su respectivo nivel de símbolo para recorte de símbolo de 8-GFSK. En su lugar, el "ojo" de la secuencia de símbolos se colapsa debido a la ISI.

La Figura 7D ilustra una secuencia de símbolos de la Figura 7C después de filtración por el filtro digital 324 conforme a los coeficientes de filtro digital determinados por la operación 600. Como se ilustra en la Figura 7D, los símbolos alcanzan sus respectivos niveles de símbolo de 8-GFSK, y el "ojo" de la secuencia no está colapsado. Por lo tanto, la Figura 7D ilustra que la ISI se ha eliminado por el filtro digital 324 en comparación con la Figura 1C.

A medida que el "ojo" de una secuencia de símbolos demodulados se vuelve más colapsado, determinar los niveles lógicos originales de los símbolos se vuelve más susceptible a error de decisión de símbolo. Particularmente a órdenes de modulación superiores, como en la Figura 1C, donde distinguir entre más de dos niveles de símbolo en un tiempo está basado en múltiples umbrales, determinar los niveles lógicos originales de símbolos es difícil y propenso a error. Como tal, los recortadores en receptores de GFSK convencionales son susceptibles de hacer decisiones de símbolo erróneas, especialmente a baja SNR. Sin embargo, para el recortador 326 del receptor de GFSK 314, distinguir entre niveles de símbolo para la secuencia de símbolos ilustrada en la Figura 7D no es propenso al error.

La estructura y operación del filtro digital 324 se describirá ahora adicionalmente con referencia a la Figura 8.

La Figura 8 ilustra una realización preferida del filtro digital 324, un filtro digital 800 de respuesta al impulso finita de coeficiente constante. Específicamente, el filtro digital de FIR 800 de la Figura 8 incluye una cadena de unidades de retardo 802, una cadena de unidades de multiplicador 804, y una unidad de suma 806. El filtro digital de FIR 800 puede realizarse también por un filtro digital de FIR que varía en estructura de la ilustrada en la Figura 8 basándose en estructuras conocidas de filtros digitales de FIR.

El número de las unidades de retardo en la cadena de unidades de retardo 802 y el número de unidades de multiplicador en la cadena de unidades de multiplicador 804 se determinan basándose en al menos una de la tasa de símbolos de símbolos recibidos, el filtro digital frecuencia de muestreo f_s , el producto de BT del filtro gaussiano de conformación de pulso 306, y el producto de BT del filtro de canal 320. El filtro digital frecuencia de muestreo, f_s , debe ser mayor o igual que a la frecuencia de muestreo Nyquist, que es dos veces el ancho de banda de la señal en la salida del demodulador de FSK 322.

En operación del filtro digital de FIR 800, una secuencia de símbolos, tal como la secuencia de símbolos recuperados por el demodulador de FSK 322, se introduce a la cadena de unidades de retardo 802. Cada unidad de retardo 802 y correspondiente unidad de multiplicador 804 comprende una etapa de ponderación que pondera un símbolo de la secuencia de símbolos de entrada por un respectivo coeficiente de filtro. En la Figura 8, [X] representa una secuencia de símbolos de entrada, tal como la secuencia de símbolos recuperados por el demodulador de FSK 322. Cada unidad de retardo en la cadena de unidades de retardo 802 almacena un respectivo símbolo de la secuencia de símbolos de entrada, para un periodo de símbolo, y emite el símbolo almacenado a la siguiente unidad de retardo 802. Como se ilustra en la Figura 8, se derivan símbolos antes, entre, y después de cada unidad de

retardo 802, para multiplicación de los símbolos derivados por respectivos coeficientes de filtro A_0-A_N en respectivos multiplicadores 804. Los coeficientes A_0-A_N se determinan como se ha descrito anteriormente en asociación con la Figura 6. La salida de cada multiplicador 804 se proporciona como entrada a la unidad de suma 806. La unidad de suma 806 suma las salidas de los multiplicadores 804 para producir un símbolo de una secuencia de símbolos de salida, [Y], por periodo de símbolo T. El filtro digital de FIR 800 elimina la ISI entre símbolos de la secuencia de símbolos de entrada [X], y la secuencia de símbolos de salida [Y] está sustancialmente sin ISI.

Basándose en el coeficiente de filtros A_0-A_N , el filtro digital 324 y el filtro digital de FIR 800 incorporan filtros de ecualización que convierten de manera eficaz las respuestas de impulso de filtros gaussianos de conformación de pulso a filtros que tienen una respuesta de impulso Nyquist. Como se ilustra en la Figura 6, la respuesta de impulso de un filtro Nyquist es 0 para toda nT , excepto para $n=0$ (siendo n un número entero). Basándose en la respuesta Nyquist, puede eliminarse sustancialmente ISI de una secuencia filtrada de símbolos por un filtro Nyquist. El filtro digital 324 y el filtro digital de FIR 800 están designados para eliminar la ISI residual de una señal recibida a 1 parte en 1000 (es decir, el 0,1 %) o menor.

Adicionalmente, como se ha descrito anteriormente con respecto a la Figura 6, el filtro digital 324 y el filtro digital de FIR 800 están configurados adicionalmente para realizar filtración post detección basándose en los coeficientes de filtro A_0-A_N . La filtración de post detección realizada por el filtro digital 324 y el filtro digital de FIR 800 es similar a la realizada por el filtro de post detección 124.

El filtro digital de FIR 800 puede implementarse en su totalidad en hardware como una combinación de circuitos de hardware. Como alternativa, el filtro digital de FIR 800 puede implementarse en software mediante un procesador de un aparato de procesamiento de datos que ejecuta instrucciones legibles por ordenador.

La Figura 9 es un diagrama de flujo que ilustra un método de transmisión 900. El método de transmisión 900 incluye conformación de pulso de una secuencia de símbolos en 902, la modulación en 904, conversión ascendente en 906, y transmisión en 908.

Para llevar a cabo el método de transmisión 900, se conforma en pulsos en 902 una secuencia de símbolos proporcionada por una fuente de datos, tal como la fuente de datos 304. La conformación de pulsos en 902 puede realizarse por un filtro gaussiano de conformación de pulsos, tal como el filtro gaussiano 306, y la etapa 902 induce la ISI en la secuencia de símbolos. En 904, se modula una frecuencia f_0 de acuerdo con la secuencia de símbolos con forma de pulso para generar una señal modulada. La modulación en 904 puede implementarse por el modulador de FSK 308. La conversión ascendente en 906 puede realizarse por un extremo trasero de transmisor que incluye un convertidor ascendente y amplificador, tal como extremo trasero de transmisor 310. La conversión ascendente en 906 convierte de manera ascendente la señal modulada a una frecuencia adecuada para transmisión de RF. La transmisión de RF puede implementarse en 908 usando una antena de transmisión adecuada.

La Figura 10 es un diagrama de flujo que ilustra un método de recepción 1000. El método de recepción 1000 incluye recibir una señal transmitida en 1002, convertir de manera descendente la señal recibida a una señal modulada de banda base en 1004, filtrar la señal modulada de banda base para eliminar interferencia de canal adyacente en 1006, demodular la señal modulada de banda base filtrada de canal para recuperar una secuencia de símbolos en 1008, filtrar la secuencia de símbolos en 1010, producir decisiones de símbolo basándose en la secuencia filtrada de símbolos en 1012, y mapear las decisiones de símbolo a bits de datos en 1014.

Para llevar a cabo el método de recepción 1000, en 1002, se recibe una señal transmitida en una antena, tal como la antena 316. La conversión descendente en 1004 se realiza por, por ejemplo, el extremo frontal de receptor 318, que convierte de manera descendente la señal recibida a una señal modulada de banda base. La eliminación de interferencia de canal adyacente en 1006 se consigue por un filtro de canal, que puede inducir ISI además de cualquier ISI ya presente en la señal recibida. La eliminación de interferencia de canal adyacente en 1006 puede conseguirse por un filtro de canal tal como el filtro de canal 320. La demodulación de la señal modulada de banda base filtrada de canal en 1008 puede implementarse por cualquier demodulador adecuado que proporciona una salida proporcional a la frecuencia instantánea como su entrada, tal como el demodulador de frecuencia 322. En 1008 se produce una secuencia recuperada de símbolos, que incluye ISI entre símbolos de la secuencia.

En 1010, la ISI presente en la secuencia recuperada de símbolos se elimina sustancialmente, proporcionando una ventaja en comparación con las técnicas convencionales. La eliminación de la ISI en 1010 puede conseguirse por filtros digitales tal como el filtro digital 324, que se ha detallado anteriormente adicionalmente como el filtro de FIR 800. Con la ISI eliminada filtrando en 1010, pueden realizarse decisiones de símbolo precisas, sustancialmente libres de error incluso a baja SNR, en 1012. Por ejemplo, el recortador 326 puede producir las decisiones de símbolo en 1012 usando una secuencia filtrada de símbolos que están sustancialmente libres de ISI. En 1014, pueden recuperarse bits de datos mapeando las decisiones de símbolo producidas en 1012 usando el mapeador de símbolo a bit 328.

La Figura 11 es un diagrama de flujo que ilustra un método de filtro digital 1100. De acuerdo con el método de filtro digital 1100, se filtra una secuencia de símbolos. Específicamente, un conjunto de símbolos de la secuencia de

símbolos se determina en 1102, y cada uno de los símbolos del conjunto determinado de símbolos se multiplica por un respectivo coeficiente de filtro en 1104. Cada uno de los símbolos del conjunto determinado de símbolos, multiplicados por su respectivo coeficiente de filtro, se suma en 1106 para producir un primer símbolo filtrado. El símbolo filtrado se emite en 1108. A continuación, el conjunto determinado de símbolos se actualiza desplazando en la etapa 1110. Por ejemplo, el conjunto determinado de símbolos puede actualizarse por un símbolo basándose en una cadena de retardo de símbolo primero en entrar último en salir, tal como la cadena de unidades de retardo 802. Después de actualizar, el conjunto determinado de símbolos se multiplica por coeficientes de filtro en 1104 y se suma de nuevo en 1106. Por lo tanto, se emite un segundo símbolo filtrado en 1108 basándose en la actualización del conjunto determinado de símbolos en 1110. Como se ilustra en la Figura 11, el método de filtro digital 1100 es iterativo, y produce una secuencia de símbolos de salida filtrada. La multiplicación en 1104 puede implementarse por las unidades de multiplicador 804, y la suma en 1106 puede implementarse por la unidad de suma 806, por ejemplo. Los respectivos coeficientes del método de filtro digital 1000 pueden ser los coeficientes de filtro A_0-A_N .

Aunque se han descrito con referencia al sistema de comunicación de GFSK 300, los métodos 900, 1000, y 1100 pueden realizarse usando circuitos de hardware de transmisor y receptor entendidos en la técnica que son equivalentes a aquellos descritos con respecto al sistema de comunicación de GFSK 300. Además, los métodos 800, 900, y 1000 pueden realizarse usando hardware, software, o combinaciones de hardware y software. Por ejemplo, el método de recepción 1000 puede llevarse a cabo, en su totalidad o en parte, mediante un procesador de un aparato de procesamiento de datos que procesa de acuerdo con un conjunto de instrucciones legibles por ordenador, como se describe en detalle adicional a continuación con referencia a la Figura 12.

De acuerdo con las realizaciones implementadas que usan un aparato de procesamiento de datos que ejecuta instrucciones legibles por ordenador, las instrucciones legibles por ordenador se almacenan en un medio de almacenamiento legible por ordenador, que, cuando los ejecuta un procesador, configuran y dirigen el procesador y/o el aparato de procesamiento para realizar características del transmisor de GFSK 300, el receptor de GFSK 314, la operación 600, y los métodos 900, 1000, y 1100. Ejemplos no limitantes del medio de almacenamiento legible por ordenador incluyen memorias de acceso aleatorio (RAM), memorias de sólo lectura (ROM), discos ópticos (CD)(DVD), y medios de almacenamiento magnético.

La Figura 12 ilustra una realización de aparato de procesamiento de datos 1200. El aparato de procesamiento de datos 1200 incluye un bus de sistema 1202, un procesador 1204, una RAM 1206, una ROM 1208, y una interfaz de entrada/salida de datos 1210. En algunas realizaciones, el procesador 1204 incluye un ADC integrado 1212 y/o un DAC integrado 1214. Como alternativa, el ADC 1212 y el DAC 1214 pueden estar separados del procesador 1204 y acoplados al procesador 1204 mediante el bus de datos 1202 y/o la interfaz de entrada/salida 1210.

En la operación, las instrucciones de programa legibles por ordenador se cargan desde al menos una de la RAM 1206, la ROM 1208, y otros medios de almacenamiento (no ilustrados) en el procesador 1204 para su ejecución. Cuando se ejecutan por el procesador 1204, las instrucciones de programa legibles por ordenador configuran y dirigen el procesador 1204 para realizar características del transmisor de GFSK 300, el receptor de GFSK 314, la operación 600, y los métodos 900, 1000, y 1100. Adicionalmente, para facilitar la implementación del método de recepción 1000 por el aparato de procesamiento de datos, una señal modulada recibida puede convertirse a una señal digital modulada recibida usando el ADC 1212, de modo que el procesador 1204 puede operar tras una copia digital de la señal modulada recibida. Además, junto con el procesamiento del método de transmisión 900 por el aparato de procesamiento de datos, una señal digital modulada puede convertirse por el DAC 1214 a una señal modulada analógica, para transmisión como una señal modulada analógica.

El procesador 1204 puede incluir una Unidad de Procesamiento Central (CPU) de fin general, un Procesador de Señales Digitales (DSP), un Campo de Matriz de Puertas Programables (FPGA), o un Circuito Integrado Específico de la Aplicación (ASIC).

REIVINDICACIONES

1. Un receptor de comunicaciones de modulación por desplazamiento de frecuencia gaussiano, GFSK, que comprende:

- 5 un extremo frontal de receptor (318) para recibir una señal modulada y convertir la señal modulada a una señal modulada de banda base;
- un filtro de canal (320) para reducir interferencia de canal que es adyacente a un canal deseado de la señal modulada de banda base a partir de la señal modulada de banda base y para producir una señal modulada de
- 10 banda base filtrada de canal;
- un demodulador (322) para demodular la señal modulada de banda base filtrada de canal y para recuperar una secuencia de símbolos;
- un filtro digital (324) para reducir interferencia inter-símbolo, ISI, de la secuencia de símbolos;
- un recortador (326) para producir decisiones de símbolo basándose en la secuencia filtrada de símbolos; y
- 15 un mapeador de símbolo a bit (328) para mapear las decisiones de símbolo a bits de datos, en donde el filtro digital (324) comprende una pluralidad de etapas de ponderación, cada etapa de ponderación para ponderar un símbolo de la secuencia de símbolos por un respectivo coeficiente de filtro basándose en una respuesta de impulso determinada de un filtro Nyquist dividido por una respuesta agregada de una respuesta de impulso determinada de un filtro gaussiano (306) y una respuesta de impulso determinada del filtro de canal, y en donde
- 20 un comparador (614) compara cada componente de frecuencia de la respuesta agregada con un número real predeterminado y, cuando un componente de frecuencia de la respuesta agregada es menor que el número real predeterminado, sustituye el componente de frecuencia por el número real predeterminado, para producir una respuesta agregada modificada, y
- 25 un divisor (616) divide la respuesta de impulso determinada del filtro Nyquist (620) por la respuesta agregada modificada para determinar respectivos coeficientes de filtración.

2. El receptor de comunicaciones de la reivindicación 1, en el que el filtro digital (324) comprende un filtro de ecualización Nyquist (620) que reduce ISI de la secuencia de símbolos basándose en una respuesta Nyquist.

3. El receptor de comunicaciones de la reivindicación 1, en el que el filtro digital (324) comprende una pluralidad de etapas de ponderación, cada etapa de ponderación para ponderar un símbolo de la secuencia de símbolos por un respectivo coeficiente de filtro basándose en una respuesta de impulso de un filtro gaussiano (306).

4. El receptor de comunicaciones de la reivindicación 1, en el que el filtro digital (324) comprende una pluralidad de etapas de ponderación, cada etapa de ponderación para ponderar un símbolo de la secuencia de símbolos por un respectivo coeficiente de filtro basándose en un agregado de una respuesta de impulso determinada del receptor de comunicaciones digital y una respuesta de impulso determinada de un transmisor (202) de la señal modulada.

5. El receptor de comunicaciones de la reivindicación 1, en el que el filtro digital (324) comprende una pluralidad de etapas de ponderación, cada etapa de ponderación para ponderar un símbolo de la secuencia de símbolos por un respectivo coeficiente de filtro basándose en un agregado de una respuesta de impulso determinada de un filtro gaussiano (306) y una respuesta de impulso determinada del filtro de canal (320).

6. El receptor de comunicaciones de la reivindicación 5, en el que el filtro gaussiano (306) tiene una relación de tasa de la mitad del ancho de banda a símbolo (BT) de 0,36 o menor, y el filtro de canal (320) tiene una relación de tasa de la mitad del ancho de banda a símbolo (BT) de menos de 0,75.

7. Un método de receptor de comunicaciones de GFSK, que comprende:

- 50 recibir una señal modulada y convertir la señal modulada en una señal modulada de banda base;
- filtrar interferencia de canal que es adyacente a un canal deseado de la señal modulada de banda base para reducir la interferencia de canal de la señal modulada de banda base y para producir una señal modulada de banda base filtrada de canal;
- 55 demodular la señal modulada de banda base filtrada de canal para recuperar una secuencia de símbolos;
- filtrar, mediante un procesador de un aparato de procesamiento de datos, la secuencia de símbolos para reducir interferencia inter-símbolo, ISI, de la secuencia de símbolos;
- producir decisiones de símbolo basándose en la secuencia filtrada de símbolos; y
- mapear las decisiones de símbolo a bits de datos,
- 60 en donde la filtración de la secuencia de símbolos para reducir ISI comprende:
 - determinar una respuesta de impulso de un filtro gaussiano (306);
 - determinar una respuesta de impulso de la interferencia de canal de filtración;
 - agregar la respuesta de impulso del filtro gaussiano (306) y la respuesta de impulso de la interferencia de canal de filtración, para producir una respuesta agregada;
 - 65 transformar la respuesta agregada en el dominio de la frecuencia, para emitir una pluralidad de periodos de

- frecuencia;
sustituir unos de la pluralidad de periodos de frecuencia que tienen una magnitud menor que un valor predeterminado con el valor predeterminado, para producir una respuesta agregada de dominio de frecuencia modificada;
- 5 determinar una respuesta de impulso de un filtro Nyquist;
transformar la respuesta de impulso del filtro Nyquist en el dominio de la frecuencia, para emitir una respuesta del dominio de la frecuencia Nyquist;
dividir la respuesta del dominio de la frecuencia Nyquist por la respuesta agregada de dominio de frecuencia modificada, para producir un cociente;
- 10 determinar una pluralidad de coeficientes de filtro basándose en el cociente; y
filtrar la secuencia de símbolos para reducir ISI basándose en la pluralidad de coeficientes de filtro.
8. El método de receptor de comunicaciones de la reivindicación 7, en el que la filtración de la secuencia de símbolos para reducir ISI comprende:
- 15 determinar una respuesta de impulso de un filtro Nyquist;
determinar una pluralidad de coeficientes de filtro basándose en la respuesta de impulso del filtro Nyquist; y
filtrar la secuencia de símbolos para reducir ISI basándose en la pluralidad de coeficientes de filtro.
- 20 9. El método de receptor de comunicaciones de la reivindicación 8, en el que la filtración de la secuencia de símbolos para reducir ISI comprende:
- determinar una respuesta de impulso de un filtro gaussiano (306);
determinar una pluralidad de coeficientes de filtro basándose en la respuesta de impulso del filtro gaussiano (306); y
25 filtrar la secuencia de símbolos para reducir ISI basándose en la pluralidad de coeficientes de filtro.
10. El método de receptor de comunicaciones de la reivindicación 8, en el que la filtración de la secuencia de símbolos para reducir ISI comprende:
- 30 determinar una respuesta de impulso de un filtro gaussiano (306);
determinar una respuesta de impulso de la interferencia de canal de filtración;
agregar la respuesta de impulso del filtro gaussiano (306) y la respuesta de impulso de la interferencia de canal de filtración, para producir una respuesta agregada;
35 determinar una pluralidad de coeficientes de filtro basándose en la respuesta agregada; y
filtrar la secuencia de símbolos para reducir ISI basándose en la pluralidad de coeficientes de filtro.
11. El método de receptor de comunicaciones de la reivindicación 8, en el que la filtración de la secuencia de símbolos para reducir ISI comprende:
- 40 determinar una respuesta de impulso de un filtro gaussiano (306);
determinar una respuesta de impulso de la interferencia de canal de filtración;
agregar la respuesta de impulso del filtro gaussiano (306) y la respuesta de impulso de la interferencia de canal de filtración, para producir una respuesta agregada;
45 determinar una respuesta de impulso de un filtro Nyquist;
dividir la respuesta de impulso del filtro Nyquist por la respuesta agregada, para producir un cociente;
determinar una pluralidad de coeficientes de filtro basándose en el cociente; y
filtrar la secuencia de símbolos para reducir ISI basándose en la pluralidad de coeficientes de filtro.
- 50 12. El método de receptor de comunicaciones de la reivindicación 11, en el que el filtro gaussiano (306) tiene una relación de tasa de la mitad del ancho de banda a símbolo (BT) de 0,36 o menor, y la interferencia de canal de filtración tiene una relación de tasa de la mitad del ancho de banda a símbolo (BT) de menos de 0,75.
- 55 13. El método de receptor de comunicaciones de la reivindicación 12, en el que la agregación de la respuesta de impulso del filtro gaussiano (306) y la respuesta de impulso de la interferencia de canal de filtración comprenden:
- determinar una respuesta de impulso de un modulador de frecuencia;
determinar una respuesta de impulso de la conversión de la señal modulada a una señal de banda base; y
60 agregar la respuesta de impulso del filtro gaussiano (306), la respuesta de impulso de la interferencia de canal de filtración, la respuesta de impulso del modulador de frecuencia y la respuesta de impulso de la conversión de la señal modulada a una señal de banda base, para producir la respuesta agregada.
14. Un medio de almacenamiento legible por ordenador que almacena instrucciones legibles por ordenador que, cuando las ejecuta un procesador de un receptor de comunicaciones de GFSK, provocan que el procesador realice:
65 recibir una señal modulada y convertir la señal modulada a una señal modulada de banda base;

filtrar interferencia de canal que es adyacente a un canal deseado de la señal modulada de banda base para reducir la interferencia de canal de la señal modulada de banda base y para producir una señal modulada de banda base filtrada de canal;

5 demodular la señal modulada de banda base filtrada de canal para recuperar una secuencia de símbolos;
filtrar la secuencia de símbolos para reducir interferencia inter-símbolo ISI de la secuencia de símbolos;
producir decisiones de símbolo basándose en la secuencia filtrada de símbolos; y
mapear las decisiones de símbolo a bits de datos;
en donde la filtración de la secuencia de símbolos para reducir ISI comprende:

10 determinar una respuesta de impulso de un filtro gaussiano (306);
determinar una respuesta de impulso de la interferencia de canal de filtración;
agregar la respuesta de impulso del filtro gaussiano (306) y la respuesta de impulso de la interferencia de canal de filtración, para producir una respuesta agregada;
15 transformar la respuesta agregada en el dominio de la frecuencia, para emitir una pluralidad de periodos de frecuencia;
sustituir unos de la pluralidad de periodos de frecuencia que tienen una magnitud menor que un valor predeterminado con el valor predeterminado, para producir una respuesta agregada de dominio de frecuencia modificada;
determinar una respuesta de impulso de un filtro Nyquist;
20 transformar la respuesta de impulso del filtro Nyquist en el dominio de la frecuencia, para emitir una respuesta del dominio de la frecuencia Nyquist;
dividir la respuesta del dominio de la frecuencia Nyquist por la respuesta agregada del dominio de la frecuencia modificada, para producir un cociente;
determinar una pluralidad de coeficientes de filtro basándose en el cociente; y
25 filtrar la secuencia de símbolos para reducir ISI basándose en la pluralidad de coeficientes de filtro.

15. El medio de almacenamiento legible por ordenador de la reivindicación 14, en el que la filtración de la secuencia de símbolos para reducir ISI comprende:

30 determinar una respuesta de impulso de un filtro Nyquist;
determinar una pluralidad de coeficientes de filtro basándose en la respuesta de impulso del filtro Nyquist; y
filtrar la secuencia de símbolos para reducir ISI basándose en la pluralidad de coeficientes de filtro.

35 16. El medio de almacenamiento legible por ordenador de la reivindicación 15, en el que la filtración de la secuencia de símbolos comprende:

determinar una respuesta de impulso de un filtro gaussiano (306);
determinar una pluralidad de coeficientes de filtro basándose en la respuesta de impulso del filtro gaussiano (306); y
40 filtrar la secuencia de símbolos para reducir ISI basándose en la pluralidad de coeficientes de filtro.

17. El medio de almacenamiento legible por ordenador de la reivindicación 16, en el que la filtración de la secuencia de símbolos comprende:

45 determinar una respuesta de impulso de un filtro gaussiano (306);
determinar una respuesta de impulso de la interferencia de canal de filtración;
agregar la respuesta de impulso del filtro gaussiano (306) y la respuesta de impulso de la interferencia de canal de filtración para producir una respuesta agregada;
determinar una pluralidad de coeficientes de filtro basándose en la respuesta agregada; y
50 filtrar la secuencia de símbolos para reducir ISI basándose en la pluralidad de coeficientes de filtro.

18. El medio de almacenamiento legible por ordenador de la reivindicación 15, en el que la filtración de la secuencia de símbolos comprende:

55 determinar una respuesta de impulso de un filtro Nyquist;
determinar una respuesta de impulso de un filtro gaussiano (306);
dividir la respuesta de impulso del filtro Nyquist por la respuesta de impulso del filtro gaussiano (306), para producir un cociente;
determinar una pluralidad de coeficientes de filtro basándose en el cociente; y
60 filtrar la secuencia de símbolos para reducir ISI basándose en la pluralidad de coeficientes de filtro.

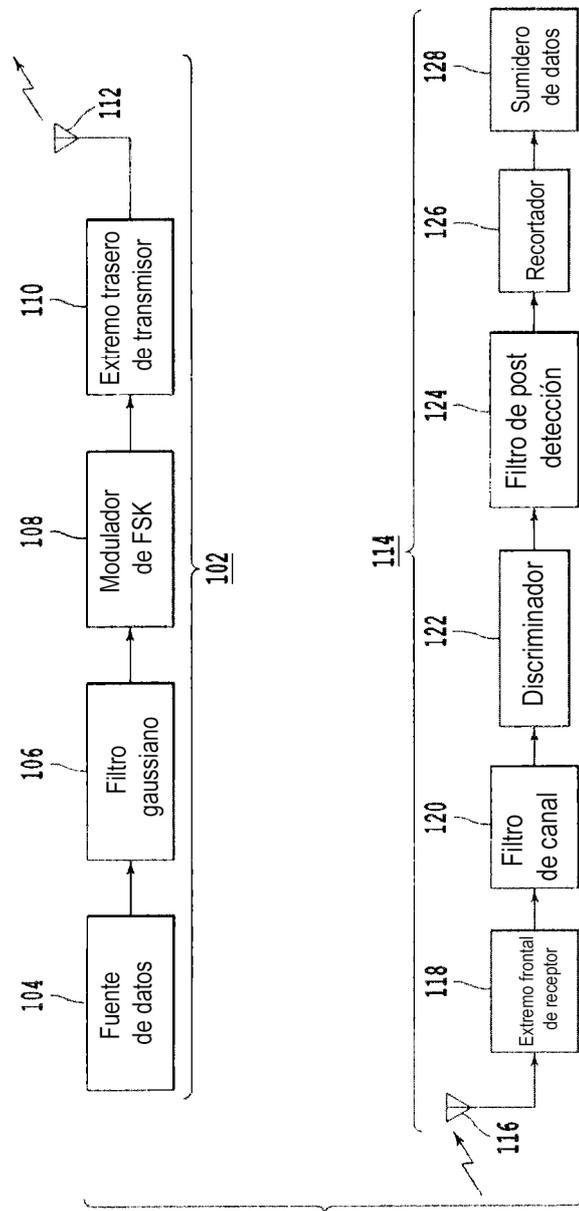


Fig. 1

TÉCNICA RELACIONADA

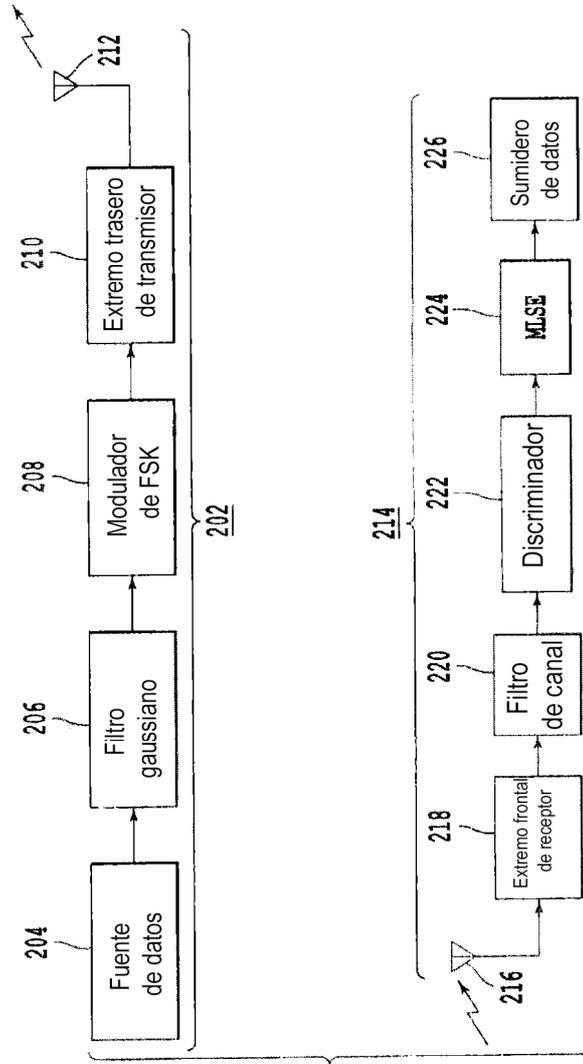


Fig.2

TÉCNICA RELACIONADA

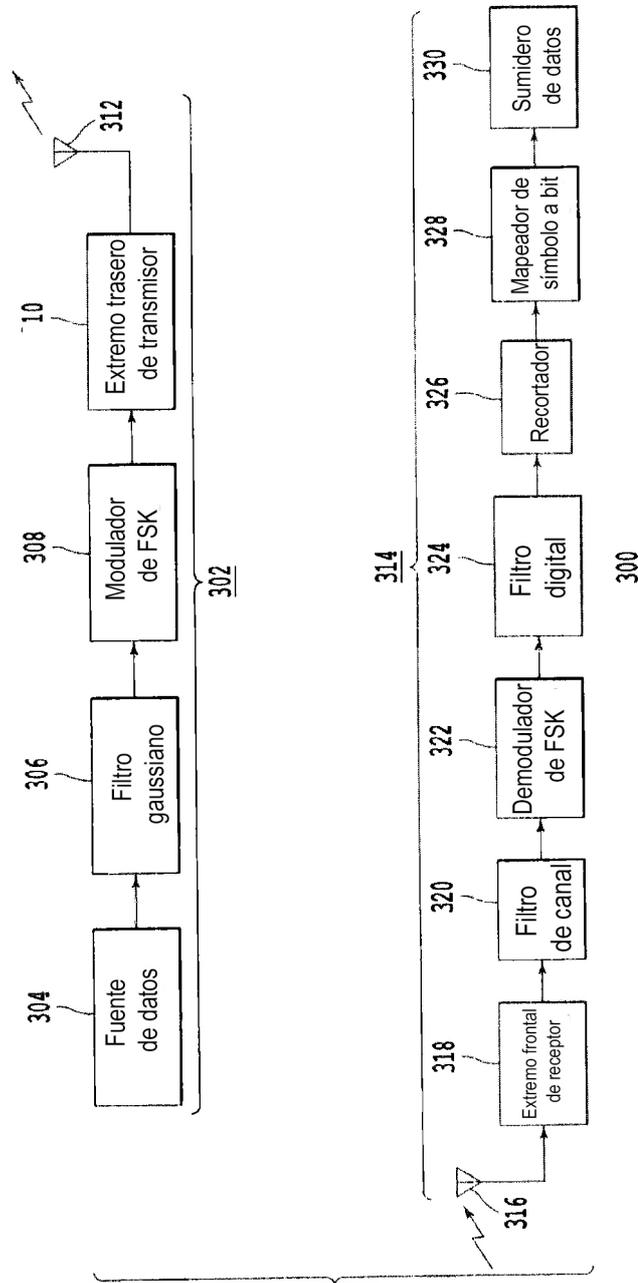


Fig.3

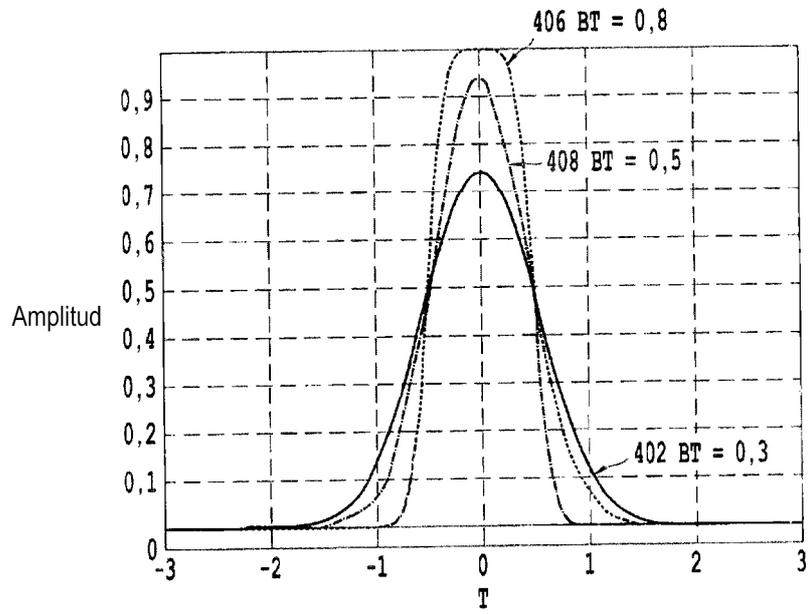


Fig.4

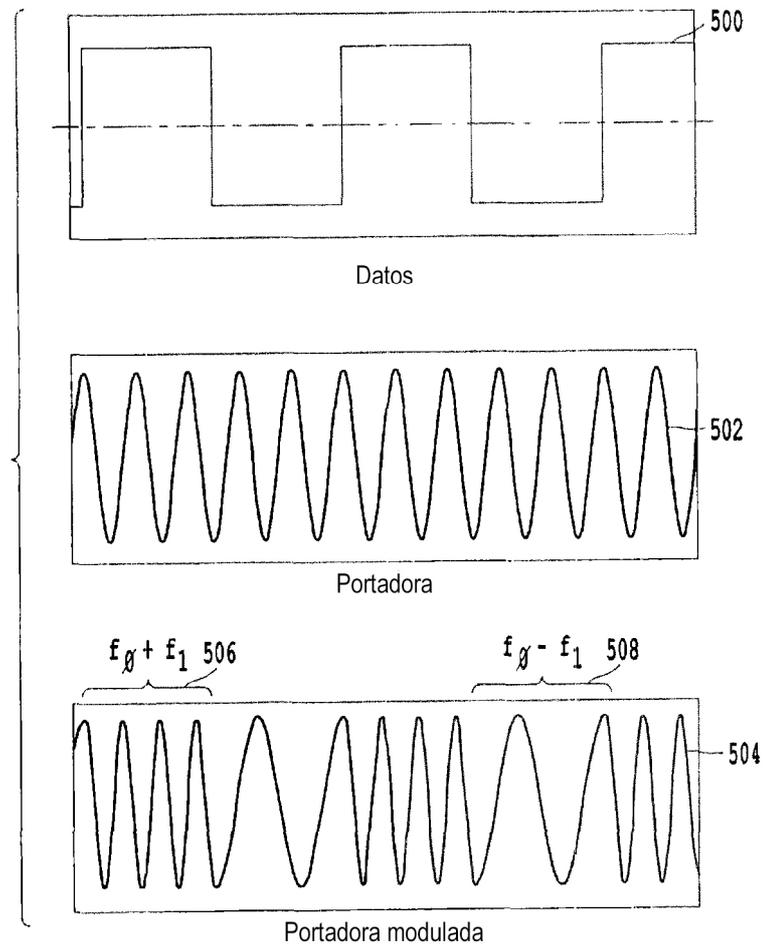


Fig.5

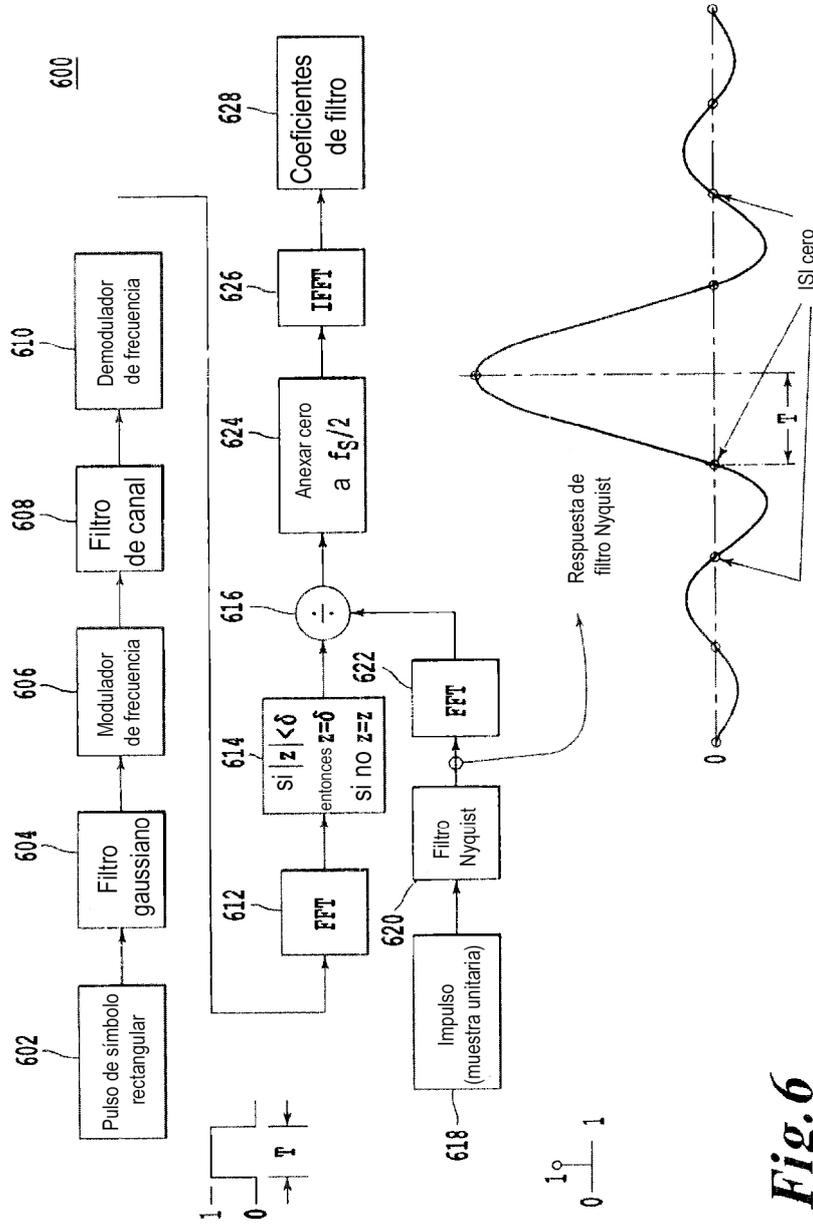


Fig.6

Fig. 7A

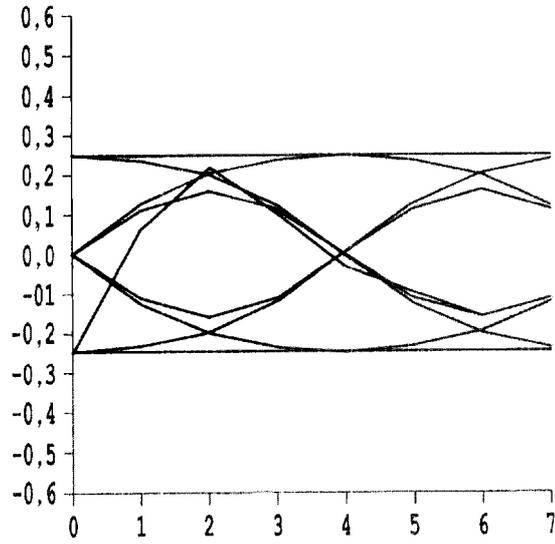


Fig. 7B

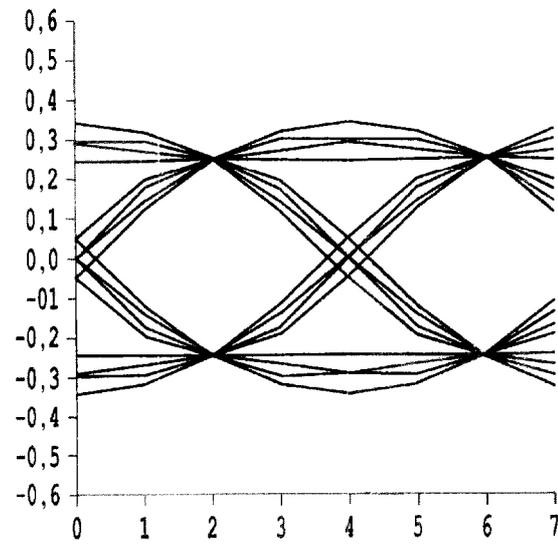


Fig. 7C

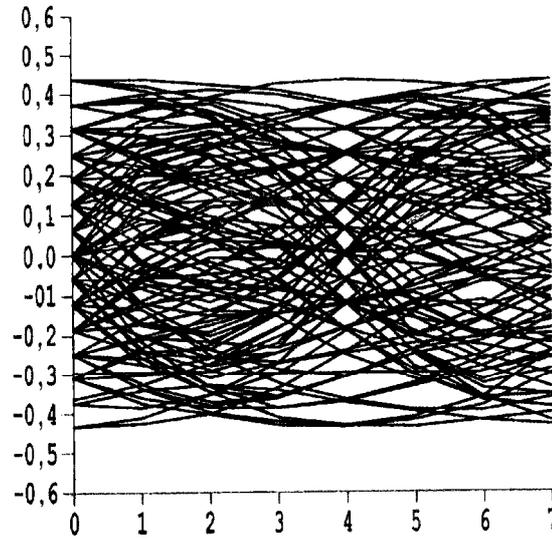
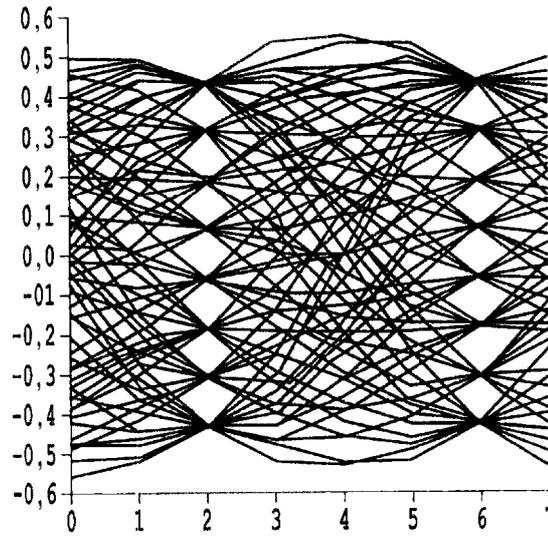


Fig. 7D



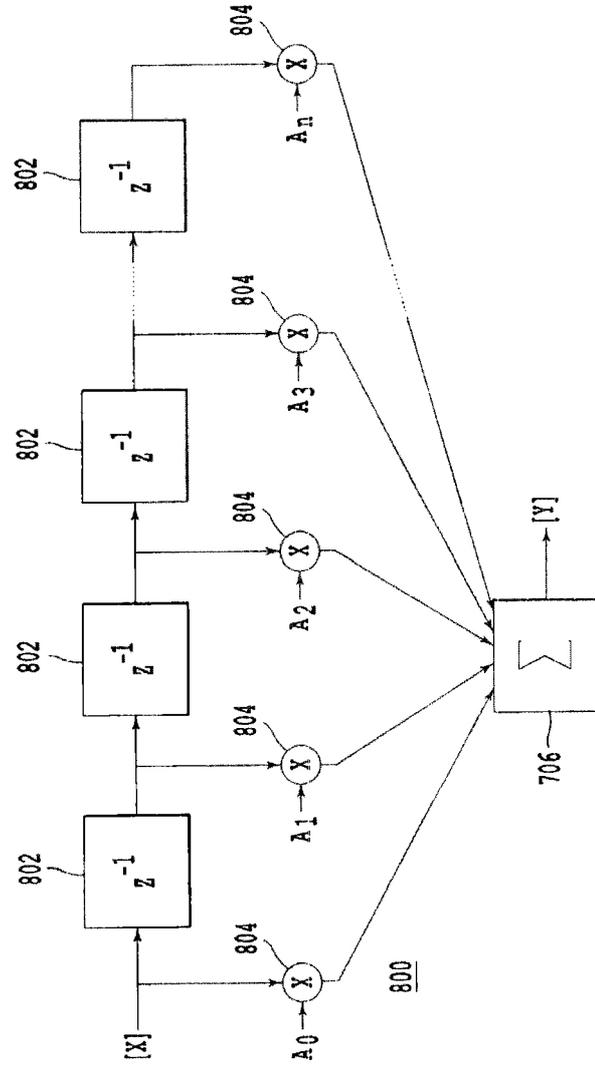


Fig. 8

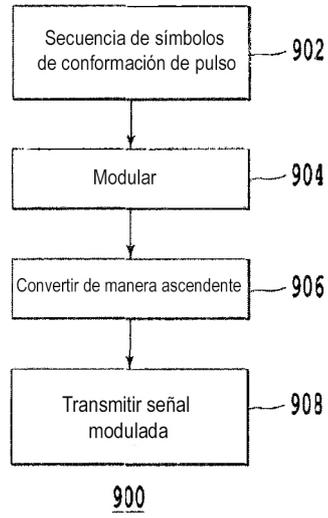


Fig. 9

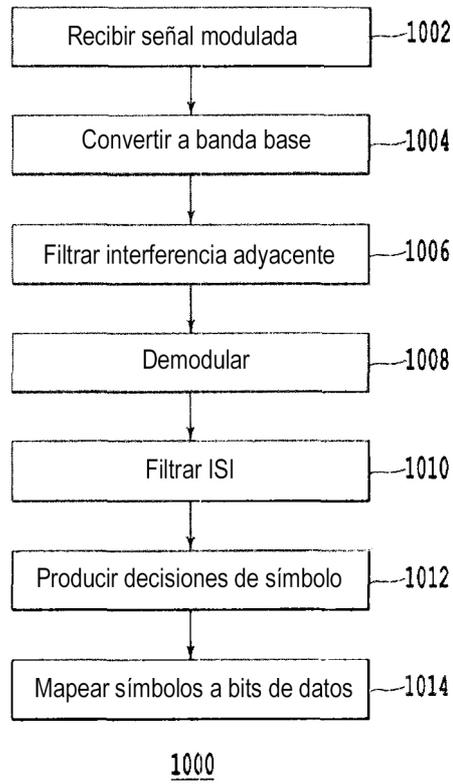


Fig.10

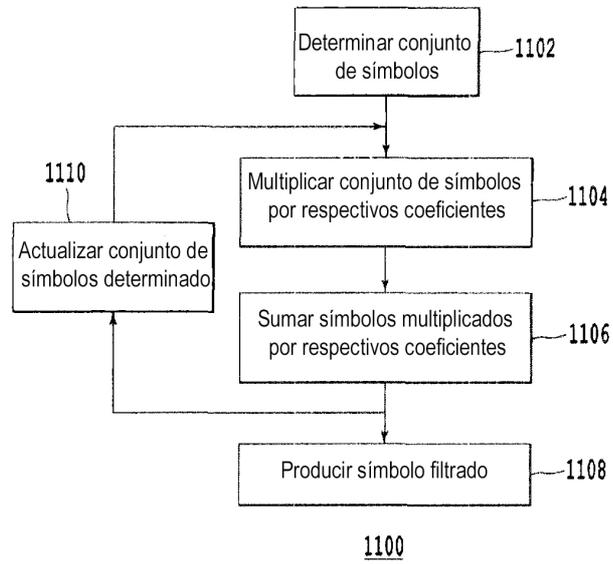


Fig. 11

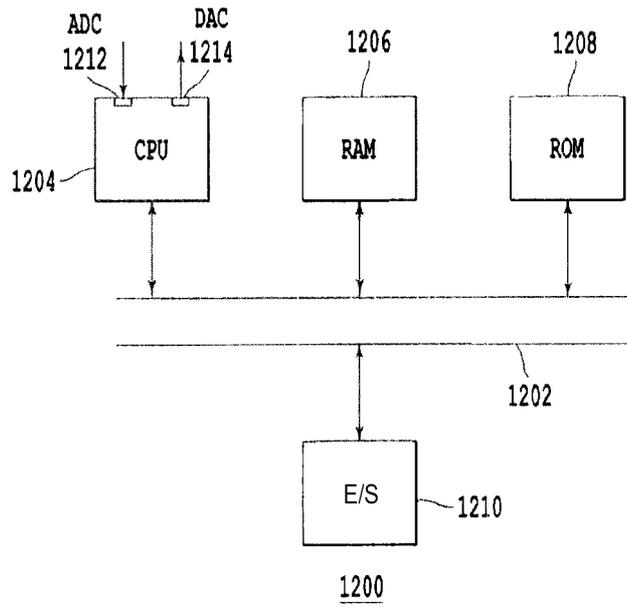


Fig. 12