

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 611 472**

51 Int. Cl.:

H04B 10/116 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **10.04.2014 PCT/IB2014/060615**

87 Fecha y número de publicación internacional: **23.10.2014 WO14170804**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **10.04.2014 E 14721530 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **02.11.2016 EP 2987257**

54 Título: **Recepción de luz visible codificada en presencia de interferencias**

30 Prioridad:

19.04.2013 EP 13164442

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

09.05.2017

73 Titular/es:

**PHILIPS LIGHTING HOLDING B.V. (100.0%)
High Tech Campus 45
5656 AE Eindhoven, NL**

72 Inventor/es:

**BAGGEN, CONSTANT PAUL MARIE JOZEF;
VAN VOORTHUISEN, PAUL HENRICUS
JOHANNES MARIA;
WITBERG, ERIK y
YANG, HONGMING**

74 Agente/Representante:

ISERN JARA, Jorge

ES 2 611 472 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

Recepción de luz visible codificada en presencia de interferencias

CAMPO TÉCNICO

5 La presente divulgación se refiere a la interferencia que puede estar presente cuando se recibe luz visible codificada, y a mitigar un efecto de dicha interferencia.

FONDO

10 La luz codificada se refiere a una técnica mediante la cual los datos se modulan en la iluminación visible emitida por una fuente de luz, por ejemplo por una luminaria basada en LED. De este modo, además de proporcionar iluminación (para lo cual una fuente de luz puede estar ya presente en un entorno), la fuente de luz actúa también como un transmisor capaz de transmitir datos a un receptor adecuado de luz codificada. La modulación se realiza típicamente a una frecuencia suficientemente alta de forma que es imperceptible a la visión humana, es decir, de forma que el usuario solo percibe la iluminación global y no el efecto de los datos que están siendo modulados en esa iluminación. De esta manera se puede decir que los datos están embebidos en la luz desde la fuente de luz.

15 Un ejemplo de un sistema de luz codificada se presenta en "Implementation of a 84 Mbit/s Visible-Light Link based on Discrete-Multitone Modulation and LED Room Lighting", by K.D. Langer published in Communication Systems Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP), 2010". Este documento presenta una implementación de un enlace óptico inalámbrico de 84 Mbit/s basado en luminarias de LED comercialmente disponibles. El documento describe cómo se llevó a cabo una transmisión de datos sin errores en distancias internas típicas, por ejemplo, entre una lámpara de techo y un escritorio, mediante el uso de modulación discreta de tonos múltiples.

20 La luz codificada puede utilizarse en una serie de aplicaciones. Por ejemplo, una aplicación es comunicar entre luminarias, por ejemplo como parte de un sistema de iluminación inteligente. Cada una de una pluralidad de luminarias en un entorno interior o exterior puede estar equipada con un transmisor y receptor de luz codificadas y la capacidad para comunicarse entre ellos a través de una luz codificada puede usarse para controlar la luz en el entorno en una forma de distribución al menos parcialmente distribuida. Por ejemplo cada luminaria también puede estar equipada con un sensor de presencia para detectar la presencia de un ser (típicamente un humano), y la información puede ser compartida entre dos o más o las luminarias para determinar cómo controlar la luz de las diferentes luminarias en dependencia de la presencia detectada.

30 En otra aplicación de ejemplo, se puede usar luz codificada para proporcionar información desde una luminaria a una unidad de control remoto para controlar dicha luminaria, por ejemplo para proporcionar un identificador que la distinga entre otras tales luminarias que la unidad remota puede controlar, o para proporcionar información de estado en la luminaria (por ejemplo, para reportar errores, advertencias, temperatura, tiempo de funcionamiento, etc.). En un ejemplo de este tipo, la unidad de control remoto puede comprender un terminal móvil de usuario tal como teléfono inteligente o tableta que tenga una cámara incorporada u otro sensor de luz. Con el terminal ejecutando una aplicación adecuada, el usuario puede dirigir la cámara a una luminaria y, de este modo, detectar el identificador codificado en la luz desde dicha luminaria. Dado el identificador de la luminaria que está observando, el terminal puede entonces controlar esa luminaria enviando de vuelta una señal de retorno (por ejemplo, vía RF).

40 En otras aplicaciones adicionales, la luz codificada puede usarse para proporcionar información a un usuario, por ejemplo para proporcionar identificadores de las luminarias para uso en su entrada en operación, o para permitir la provisión de información relacionada con la ubicación. Por ejemplo, cada luminaria en un entorno interior y/o exterior (por ejemplo, en las habitaciones y pasillos de un complejo de oficinas y/o caminos de un campus) puede estar dispuesta para emitir luz embebida con un identificador respectivo que lo identifica dentro de ese entorno. Si un usuario tiene un terminal móvil equipado con una cámara u otros sensores de luz y una aplicación asociada para detectar luz codificada, el terminal puede detectar el identificador de una luminaria que ilumina su ubicación actual. Esto se puede utilizar para ayudar al usuario a navegar por el entorno, buscando la ubicación actual en la base de datos de localización de los identificadores en ubicaciones de las luminarias. Alternativa o adicionalmente, esto puede usarse para buscar información asociada con la ubicación actual del usuario, tal como información sobre exposiciones en espacios particulares de un museo. Por ejemplo la búsqueda se puede realizar a través de Internet o una red local a la que el terminal tenga acceso, o desde una base de datos local en el terminal de usuario. Alternativamente, la información podría codificarse directamente en la luz desde una o más luminarias. En términos generales, la aplicabilidad de la luz codificada no está limitada.

50 Una forma de implementar la luz codificada es mediante la codificación de amplitud, conmutando la amplitud o potencia de la luz emitida entre niveles discretos para representar bits de canal (o más generalmente símbolos de canal). Por ejemplo, en el caso más simple, cuando la fuente de luz está encendida, esto representa un bit de canal de valor 1 y cuando la fuente de luz está apagada (sin emisión) esto representa un bit de canal de valor 0 o

viceversa. Un fotosensor en el receptor de luz codificada puede detectar cuándo la luz está encendida o apagada, o distinguir entre los diferentes niveles, y así recibir los bits o símbolos de canal.

Con el fin de comunicar datos, la modulación implica típicamente un esquema de codificación para mapear bits de datos (a veces denominados bits de usuario) sobre bits de canal. Un ejemplo es un código Manchester convencional, que es un código binario mediante el cual un bit de usuario de valor 0 se asigna a un símbolo de canal desactivado (bits de canal 0 y luego 1) y un bit de usuario de valor 1 se asigna a un símbolo de canal (bits de canal 1 y luego 0), o viceversa. La codificación tiene al menos dos propósitos posibles. En primer lugar, como será familiar para un experto en la técnica, en muchos esquemas de codificación como la codificación Manchester, permite que el reloj y los datos se recuperen a partir de la misma señal (de lo contrario se debería enviar un reloj separado o habría que suponer que el transmisor y el receptor están perfectamente sincronizados). En segundo lugar, puede tener el efecto de modificar el espectro de la señal transmitida.

Se ha observado que la luz codificada es susceptible a interferencia de ciertas fuentes de baja frecuencia tales como la fuente de alimentación de la red (50 Hz o 60 Hz en la mayoría de los países). Las técnicas de luz codificada existentes intentan evitar partes del espectro donde se produce interferencia (a veces denominado confinamiento espectral). Códigos tales como el código Manchester pueden elegirse por su efecto de supresión de la curva de densidad espectral de la señal transmitida a frecuencias más bajas, evitando así regiones de interferencia de baja frecuencia.

RESUMEN

Sin embargo, incluso evitando frecuencias bajas, existe un problema adicional de interferencia en banda desde otras fuentes. En muchos escenarios, esto puede comprender uno o más picos potencialmente fuertes de interferencia que pueden asentarse en una región no evitable del espectro de la señal deseada.

Por ejemplo, la interferencia puede originarse a partir de la luz de fondo de una pantalla de visualización que puede ser modulada en anchura de impulso para controlar su brillo. La modulación de anchura de impulso (PWM) significa que la salida de luz desde la pantalla toma la forma de una onda rectangular constante o casi constante en el dominio del tiempo, correspondiente a un tono fundamental y a una serie de armónicos discretos en el dominio de frecuencia. En otro ejemplo, la modulación de anchura de impulso o modulación sinusoidal puede encontrarse en una o más luminarias o fuentes de luz diferentes en el mismo entorno, aparte de la que emite los datos deseados. En algunas situaciones, la interferencia puede incluso ser de uno o más órdenes de magnitud más fuerte que la señal deseada, por ejemplo si el sensor de luz codificada ve directamente la fuente interferente mientras que la señal deseada solo se ve a través de una reflexión desde una superficie tal como una pared, un suelo o un escritorio.

La presente invención proporciona la cancelación de interferencias en banda potencialmente fuertes, tales como luces de retorno PWM u otros interferentes periódicos. En el dominio de frecuencia, es posible distinguir entre el espectro continuo de una señal luminosa codificada modulada con datos aleatorios (de manera efectiva), y uno o más picos interferentes tales como los que se encuentran en el espectro de tono discreto de los interferentes periódicos. Mediante la eliminación del espectro de tono discreto de los interferentes del espectro compuesto, las señales de luz codificadas pueden detectarse más fiablemente en presencia de interferentes.

Por lo tanto, según un aspecto de la presente descripción, se proporciona un receptor de luz codificada que comprende un sensor de luz, un módulo de transformación y un módulo de cancelación de interferencia. El sensor recibe una luz que tiene datos modulados en ella de acuerdo con un esquema de codificación. El módulo de transformación está configurado para transformar los datos en una representación de dominio de frecuencia, que representa una banda de un espectro resultante de que dichos datos se modulan en la luz de acuerdo con dicho esquema de codificación. El módulo de cancelación de interferencias está configurado para cancelar la interferencia que se produce en esta banda, determinando uno o más componentes en la banda que exceden una intensidad de señal de umbral y cancelando estos componentes.

De acuerdo con otro aspecto, se proporciona un producto de programa de ordenador que comprende un código incorporado en un medio legible por ordenador y que está configurado de manera que cuando se ejecuta en un procesador opera un receptor de luz codificada para realizar la cancelación de interferencias de acuerdo con la presente divulgación.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

Para una mejor comprensión de la presente descripción y para mostrar cómo se pueden poner en práctica las realizaciones, se hace referencia a modo de ejemplo a los dibujos adjuntos, en los que:

La Figura 1 es una ilustración esquemática de un entorno que comprende luz codificada e interferencia,

La Figura 2 es una representación esquemática de una señal recibida en un receptor de luz codificada,

La Figura 3 es un diagrama de bloques esquemático de un receptor de luz codificada,

La Figura 4 es un diagrama de bloques esquemático del sistema de cancelación de interferencias,

5 La Figura 5 es una representación esquemática de un espectro de una señal deseada y una máscara de umbral sin presencia de ninguna interferencia,

La Figura 6 es una representación esquemática de un espectro de una señal deseada y una máscara de umbral en presencia de interferentes,

La Figura 7 es una representación esquemática de una curva de densidad espectral,

La Figura 8 es una representación esquemática de un paquete de datos que puede ser transmitido en luz codificada,

10 La Figura 9 es una representación esquemática de un espectro de una señal de reloj recibida en una cabecera de paquete,

La Figura 10 es una representación esquemática de las funciones de una ventana y su efecto sobre un tono interferente en el dominio de frecuencia,

15 La Figura 11 es una representación esquemática de una función de ventana aplicada a porciones solapadas de datos recibidos,

La Figura 12 es una representación esquemática de una respuesta en frecuencia de un filtro de paso bajo,

La Figura 13 es una representación esquemática de las formas de onda de pulso de un esquema de codificación ternario, y

20 La Figura 14 es una representación esquemática de una secuencia de muestra de bits codificados de acuerdo con un esquema de codificación ternario.

DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LAS REALIZACIONES

25 La Figura 1 ilustra un ejemplo de un entorno en el que se puede emplear la cancelación de interferencias descrita en el presente documento, por ejemplo una oficina, casa u otra habitación o espacio interior. El entorno comprende un transmisor 2 de luz codificada tal como una luminaria, por ejemplo montado en un techo o pared, instalado con el propósito principal de iluminar el entorno pero teniendo también la función secundaria de proporcionar datos incorporados en la salida de iluminación usando técnicas de luz codificada. El entorno comprende además un receptor 4 de luz codificada. Por ejemplo, el receptor 4 de luz codificada puede estar incluido en otra luminaria, por ejemplo como parte de un sistema de iluminación inteligente. Alternativamente, el receptor 4 de luz codificada puede ser un componente de una unidad de control remoto para controlar la luminaria 2 transmisora o de un terminal de usuario tal como un terminal móvil de usuario para derivar información desde la luminaria 2 transmisora (tal como información relacionada con la ubicación o información para uso en la puesta en operación).

35 Típicamente, la luz de la luminaria 2 transmisora alcanza el receptor 4 a través de una o más reflexiones desde una o más superficies 8 tales como el suelo o las paredes. Al aumentar la distancia entre la lámpara de la luminaria 2 transmisora y el receptor 4, la intensidad de la señal recibida en el receptor 4 disminuye. Por ejemplo, en un intervalo extremo de comunicación de luz codificada, la señal de luz visible puede recibirse con una amplitud de aproximadamente 0,1 Lux.

40 En un escenario típico de usuario, puede haber una o más fuentes 6 de luz presentes que generen interferencia, por ejemplo una pantalla de visualización como la de un ordenador portátil (especialmente si están atenuadas), la retroiluminación de una pantalla de TV y/o otra luminaria atenuada mediante modulación de ancho de pulso (PWM). La interferencia está a menudo en banda (por ejemplo, entre 0 y 4 kHz), y la amplitud de la interferencia en el detector del receptor 4 puede ser mucho mayor que la amplitud de señal en el rango extremo de comunicación de luz codificada (digamos 10 a 20 dB más fuerte, por ejemplo del orden de 1 Lux). Por ejemplo, el detector puede "observar" directamente la fuente 6 de interferencia mientras que la luz codificada solo se ve indirectamente a través de una o más reflexiones.

45 La interferencia generada por tales fuentes 6 puede ser de naturaleza periódica, dando como resultado que uno o más tonos interferentes distintos en el espectro de los datos de luz codificada se comunican desde el transmisor 2.

Por ejemplo, un interferente 6 modulado en anchura de impulso, tal como una pantalla de visualización PWM, generará una onda rectangular en el dominio de tiempo con un ciclo de funcionamiento constante (o casi constante). Un ejemplo se ilustra en la Figura 2, en el que la señal recibida en el detector comprende un paquete codificado más interferencia de onda rectangular de una fuente modulada en anchura de impulso (en este ejemplo la interferencia PWM es de 240 Hz, con el ciclo de trabajo al 66%, relación señal a interferencia de -20 dB, y el paquete presente entre 500 y 540 ms). La transformada (por ejemplo transformada de Fourier) de una onda rectangular en el dominio de frecuencia está formada por una fundamental y una serie de armónicos, por lo que la interferencia PWM rectangular corresponde a una serie de tonos interferentes estrechos o "picos" en el dominio de frecuencia (véase, por ejemplo, la figura 6).

En otro ejemplo, otra luminaria o fuente de luz en el mismo entorno puede ser modulada de acuerdo con algún otro esquema tal como ser modulada con una senoide, dando como resultado un tono interferente.

Las siguientes realizaciones son capaces de mitigar el efecto de interferencias periódicas tales como sinusoides o formas de onda de tipo PWM que tienen una frecuencia fija (o cuasifija) y un ciclo de servicio en la banda de interés, por ejemplo como en la Figura 2. En las realizaciones, la técnica descrita puede detectar de forma fiable una señal luminosa codificada en la capa física en presencia de un interferente que es 20 a 30 dB más fuerte que la señal luminosa codificada, o una mezcla de interferencias que producen 20dB más de potencia de interferencia que la señal luminosa codificada.

Esto se logra aplicando la escisión de interferencia en el dominio de frecuencia como tecnología para eliminar la interferencia de la señal recibida. En el dominio de frecuencia, es posible distinguir entre el espectro continuo de señales luminosas codificadas moduladas con datos aleatorios, y el espectro de tono discreto de las interferencias periódicas. Por ejemplo, haciendo referencia a la figura 6, se puede determinar una curva de umbral (por ejemplo, "umbral 2") basándose en la densidad espectral de potencia esperada (o densidad espectral de amplitud) asociada con el esquema de codificación que se utiliza para codificar la luz. Cualquier componente cuya intensidad de señal (potencia o amplitud) sea un pico que supere la curva de umbral se supone que es un tono interferente y se excita ajustando su potencia o amplitud a cero. Mediante la eliminación del espectro de tono discreto de los interferentes del espectro compuesto (escisión), puede ser posible detectar con fiabilidad señales luminosas codificadas en presencia de interferencias que son más de 20 dB más fuertes que la señal deseada.

La cancelación de interferencias ejemplificada en la figura 6 se explicará con más detalle en breve, pero en primer lugar se discuten un ejemplo de un receptor 4 y un esquema de codificación.

La Figura 3 provee un ejemplo de diagrama de bloques de un receptor 4 de luz codificada, configurado para usar escisión de interferencia de dominio de frecuencia de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación. El receptor 4 comprende un extremo 10 delantero analógico, que comprende un sensor 12 de luz y un filtro 14 analógico de paso bajo (LPF). El receptor comprende además un convertidor analógico-digital (AID) 16, un filtro 18 apareado, un paso bajo digital un primer módulo 22 de muestreo descendente, un módulo 24 de detección de portador, un conmutador 25, un segundo módulo 26 de muestreo descendente, un módulo 28 de cancelación de interferencia, un módulo 30 de muestreo ascendente y un módulo 32 de banda base. El sensor 12 de luz tiene una salida acoplada a una entrada del LPF 14 analógico. A su vez, el LPF 14 analógico tiene una salida acoplada a una entrada del convertidor 16 A/D, el convertidor 16 A/D tiene una salida acoplada a una entrada del filtro 18 apareado, el filtro 18 apareado tiene una salida acoplada a una entrada del LPF 20 digital, el LPF 20 digital tiene una salida acoplada a una entrada del primer módulo 22 de muestreo descendente, y el primer módulo 22 de muestreo descendente tiene una salida acoplada a una entrada del módulo 24 de detección de portador. Además, la salida del primer módulo 26 de muestreo descendente está acoplada al módulo 32 de banda base a través del conmutador 25.

Cuando se confirma el conmutador 25, acopla la salida del módulo 24 de muestreo de primer muestreo a una entrada del segundo módulo 26 de muestreo descendente y una salida del módulo 30 de muestreo ascendente a la entrada de la banda de base módulo 32, estando acoplada una salida del segundo módulo 26 de muestreo descendente a una entrada del módulo 28 de cancelación de interferencias y una salida del módulo 28 de cancelación de interferencias acoplada a una entrada del módulo 30 de muestreo ascendente. Cuando se cancela la confirmación del conmutador 25, se acopla la salida del primer módulo 24 de muestreo descendente directamente a la entrada del módulo 32 de banda base a través de la vía 31 de derivación, pasando por alto el segundo módulo 26 de muestreo descendente, el módulo 28 de cancelación de interferencia y el módulo 30 de muestreo ascendente.

Cada uno de los componentes 18, 20, 22, 24, 26, 28, 30 y 32 digitales puede ser implementado en un software almacenado en un dispositivo de almacenamiento del receptor 4 y dispuesto para su ejecución en un procesador del receptor 4. Alternativamente Algunos de todos estos componentes pueden implementarse en circuitos de hardware dedicados, o circuitos de hardware configurables, tales como un FPGA, o una combinación de software y hardware.

En operación, el sensor 12 de luz recibe luz de entrada que comprende una señal de luz codificada procedente del transmisor 2 y potencialmente interferencia de una o más fuentes 6 de interferencia. La señal de luz codificada comprende datos codificados en la luz utilizando un esquema de codificación para luz codificada. En las

realizaciones, el esquema de codificación utilizado es uno de la propia creación del solicitante y se denomina en el presente documento un código ternario de Manchester. Esto se ilustra en las Figuras 13 y 14.

5 De acuerdo con este esquema, en el transmisor 2 cada bit de datos por transmitir se mapea a un símbolo de canal compuesto a manera de una forma de onda de pulso respectiva, o función de "sombbrero", como se muestra en la figura 13. La forma de onda de pulso mapeada a un bit de datos de valor 1 se muestra en el lado izquierdo de la figura 13 y la forma de onda de pulso asignada a un bit de datos de valor 0 se muestra en el lado derecho de la figura 13. Un bit de datos es una porción de información real que se transmite, a veces denominada "datos de usuario" (aunque no sea explícitamente creada por un usuario). El periodo de bits de datos se etiqueta como T_D en la figura 13, mostrándose los límites entre los períodos de bits de usuario con líneas verticales discontinuas.

10 Cada función de sombrero comprende una secuencia de tres símbolos de canal elementales de longitud T_C in tiempo, cada mitad de la longitud del periodo de bit de datos T_D (es decir, $T_D = 2T_C$). Los tres símbolos de canal elementales para un bit de datos respectivo son contiguos, estando situada la mitad de los tres en el centro del respectivo período de bits de datos, de modo que el primer y tercer símbolos de canal elementales adyacentes se encuentran a ambos lados de los límites de inicio y fin de los datos respectivamente por la mitad de un período de
15 símbolo de canal elemental T_C en cada lado.

Para un bit de datos de valor 1, esto se mapea a la función de sombrero positivo mostrada a la izquierda de la figura 13. La función de sombrero positivo comprende: un primer símbolo de canal elemental de amplitud $-1/2$ unidad centrado en el límite inicial (anterior) del respectivo periodo de bits de datos, seguido por el segundo símbolo de canal elemental (central) de amplitud $+1$ unidad centrado en el respectivo período de bits de datos, seguido por un
20 tercer símbolo de canal elemental de amplitud $-1/2$ centrado en el límite final (posterior) del respectivo periodo de bits de datos.

Para un bit de datos de valor 0, esto se asigna a la función de sombrero negativo mostrada a la derecha de la figura 13. La función de sombrero negativo comprende: un primer símbolo de canal elemental de amplitud $+1/2$ unidad centrado en el límite inicial (anterior) del respectivo periodo de bits de datos, seguido por el segundo símbolo de canal elemental (central) de amplitud -1 unidades centrado en el respectivo período de bits de datos, seguido por un
25 tercer símbolo de canal elemental de amplitud $+1/2$ centrado en el límite final (posterior) del respectivo periodo de bits de datos.

Para crear la corriente de bits codificada que se va a transmitir, las funciones de sombrero de bits de usuario adyacentes se añaden entre sí, desplazadas por las ubicaciones de sus respectivos períodos de bits a lo largo del
30 eje de tiempo. Debido a que las funciones de sombrero se superponen a través de los límites entre los períodos de bits de datos, las funciones se añaden en las regiones de solapamiento entre bits de datos adyacentes. Es decir, las funciones de sombrero están unidas a lo largo de los límites del período de bits de datos, de modo que el límite A_n anterior de un periodo de bits de datos se une con el límite A_{n+1} de bit posterior del periodo de bits de datos adyacente anterior, sumándose el nivel de la señal cuando las dos formas de onda de pulso adyacentes se
35 superponen. En la Figura 14 se muestra un ejemplo de una secuencia resultante de símbolos de canal en el dominio de tiempo.

Cuando dos bits de datos adyacentes son de valor 1, esto significa que los dos símbolos de canal elementales solapantes de $-1/2$ se suman a -1 en el periodo elemental solapante. Cuando dos bits de datos adyacentes son de valor 0, los dos símbolos de canal elementales superpuestos de $+1/2$ se suman a $+1$ en el período elemental solapante. Cuando dos bits de datos adyacentes son de valores diferentes, los dos símbolos de canal elementales
40 superpuestos de $+1/2$ y $-1/2$ añaden a 0 el período elemental solapante.

En una variante equivalente, puede invertirse la asignación de valores de bits de datos 0 y 1 a funciones de sombrero positivas y negativas.

45 La señal resultante (por ejemplo, la de la figura 14) se convierte entonces en una variación en la potencia de la señal emitida por la fuente 2 de luz de transmisión (ya sea representada en términos de amplitud o potencia). Por ejemplo, el símbolo de canal elemental -1 puede representarse por un nivel de salida de luz bajo (por ejemplo, la luz se apaga), el símbolo de canal elemental $+1$ puede representarse por un nivel de luz de salida alto (por ejemplo, se enciende la luz) y el símbolo de canal elemental 0 puede estar representado por un nivel de luz intermedio entre el alto y el bajo (por ejemplo, la luz está a la mitad de la potencia o amplitud de salida).

50 El código de Manchester ternario puede ser ventajoso ya que proporciona una transición más suave, cuando los bits de datos cambian de valor, que un código de Manchester convencional y da como resultado un espectro en el dominio de frecuencia que es más suprimido alrededor de frecuencias bajas donde pueden producirse interferencias fuera de banda como el zumbido de la red. Sin embargo, la aplicabilidad de la presente descripción no está limitada a Manchester ternario y en otras realizaciones pueden usarse otros ejemplos de esquemas de codificación

adecuados, por ejemplo un código Manchester convencional (binario), u otros códigos convencionales de líneas binarias o ternarias.

5 Cualquiera que sea el esquema utilizado, el sensor 12 de luz en el receptor 4 detecta la luz y genera una señal electrónica representativa del nivel de luz recibido (por ejemplo, amplitud o potencia) en función del tiempo. El sensor de luz emite esta señal electrónica a través del LPF 14 analógico al convertidor 16 A/D que lo muestrea, por ejemplo a 64 kHz, para producir una representación digital de la señal. Incluyendo los efectos de la luz codificada y la interferencia, esto da como resultado una señal que podría asemejarse por ejemplo a algo como la Figura 2.

10 El convertidor 16 A/D emite la versión digital de la señal al filtro 18 apareado. El filtro 18 apareado actúa para correlacionar una forma de onda de plantilla contra la señal recibida. La plantilla es una forma de onda de pulso del esquema de codificación que se detecta, por ejemplo en el caso del código de Manchester ternario, la plantilla puede ser la función de sombrero positiva mostrada en el lado izquierdo de la figura 13. Al correlacionar la plantilla con lo que se recibe, esto permite que el filtro 18 apareado detecte la presencia de una señal basada en el esquema de codificación asociado con esa plantilla, de manera que minimice la relación señal-ruido.

15 El filtro 18 apareado pasa su salida al LPF 20 digital, donde se aplica una filtración de paso bajo, por ejemplo con una banda de paso de 4 kHz, y el LPF 20 digital pasa la salida de éste al primer módulo 22 de muestreo descendente, donde es muestreada en forma descendente, por ejemplo de 64 kHz a 16 kHz. La señal emparejada, filtrada y muestreada en forma descendente se envía entonces al conmutador 25.

20 Si se cancela la confirmación del conmutador 25, se anula la cancelación de interferencia y la señal se envía directamente al receptor 32 de banda base para procesamiento de la banda base. El procesamiento de banda base comprende funciones tales como detección del portador de detección de picos de potencia, generación de reloj, detección de sincronización de marco y recuperación conjunta de reloj y datos. Por otra parte, si el conmutador 25 está confirmado, el segundo módulo de muestreo descendente, el módulo 28 de cancelación de interferencias y el módulo 30 de muestreo ascendente se conmutan en la cadena antes de que el procesamiento en banda base por el módulo 32 receptor de banda base. En este caso, la señal es emitida desde el primer módulo 22 de muestreo descendente al segundo módulo 26 de muestreo descendente, donde se muestrea en forma descendente, por ejemplo desde 16kHz o 8kHz. Esta señal de muestreo descendente es emitida desde el segundo módulo 26 de muestreo descendente al módulo 28 de cancelación de interferencia que transforma la señal desde el dominio de tiempo al dominio de frecuencia y realiza la escisión de interferencia de dominio de frecuencia de acuerdo con realizaciones de la presente descripción. Después de la cancelación de la interferencia, la señal es entonces emitida desde el módulo 28 de cancelación de interferencias al módulo 30 de muestreo ascendente donde se muestrea para invertir el muestreo descendente por el segundo módulo 26 de muestreo descendente, por ejemplo de 8 kHz a 16 kHz, y a continuación, la salida hacia el módulo 32 de banda base para el procesamiento de recepción de banda base.

35 La figura 4 da un ejemplo de diagrama de bloque para implementar el módulo 28 de cancelación de interferencias. El módulo 28 de cancelación de interferencias comprende un filtro 34 rápido de transformada de Fourier (FFT), que comprende un módulo 38 de selección de bloque, un módulo 40 de ventana, un módulo 42 rápido de transformada de Fourier (FFT), un módulo 44 de enmascaramiento espectral, un módulo 46 de FFT inverso (IFFT) y un módulo 48 de adición. El módulo 28 de cancelación de interferencia comprende además un módulo 36 de procesamiento de fondo, que comprende un módulo 50 de espectro absoluto, un módulo 52 buscador de umbral y un módulo 54 de definición de máscara. El módulo 38 de selección de bloque tiene una entrada dispuesta como entrada del módulo 28 de cancelación de interferencias, acoplada a la salida del segundo módulo 26 de muestreo descendente. A su vez, el módulo 38 de selección de bloque tiene una salida acoplada a una entrada del módulo 40 de ventana, el módulo 40 de ventana tiene una salida acoplada a una entrada del módulo 42 FFT, el módulo 42 FFT tiene una salida acoplada a una entrada del módulo 44 de enmascaramiento espectral, el módulo 44 de enmascaramiento tiene una salida acoplada a una entrada del módulo 46 IFFT y el módulo 46 IFFT tiene una salida acoplada a una entrada del módulo 48 de adición. El módulo 48 de adición tiene una salida dispuesta como salida del módulo 28 de cancelación de interferencia, acoplada a la entrada del módulo 30 de muestreo ascendente. Además, la salida del módulo 42 FFT está acoplada a una entrada del módulo 50 de espectro absoluto, una salida del módulo de espectro absoluto está acoplada a una entrada del módulo 52 de búsqueda de umbral y la salida del módulo 52 de búsqueda de umbral está acoplada a una entrada del módulo 54 de definición de máscara y una salida del módulo 54 de definición de máscara está acoplada a otra entrada del módulo 44 de enmascaramiento espectral.

55 En operación, el módulo 38 de selección de bloques recibe una señal a partir de la cual se debe cortar la interferencia (la señal emparejada, filtrada, muestreada desde el segundo módulo 26 de muestreo descendente) y divide esta señal en porciones o "bloques" cada una de muestras de una determinada longitud N en el dominio de tiempo, por ejemplo $N = 2048$. En las realizaciones los bloques pueden solaparse en el tiempo, por ejemplo por $N/2$ muestras. Cada bloque de N muestras se envía al módulo 40 de ventana que aplica una función de ventana a cada bloque respectivamente, por ejemplo una función de ventana de coseno elevada, tal como una ventana de

Hamming. El módulo 40 de ventana emite cada bloque de ventanas al módulo 42 FFT, que transforma cada bloque del dominio de tiempo en el dominio de frecuencia, generando de este modo una representación de dominio de frecuencia de cada bloque. La representación en el dominio de frecuencia de un bloque comprende una pluralidad de componentes espectrales, es decir, una medida de la señal en cada una de una pluralidad de contenedores de frecuencia. El módulo 42 FFT pasa la representación de dominio de frecuencia de cada bloque desde el módulo 42 FFT a través del módulo 44 de enmascaramiento espectral que aplica una máscara espectral a componentes que interfieren con el consumo.

Para determinar la máscara espectral, la representación en el dominio de frecuencia de cada bloque se emite también desde el módulo 42 FFT al módulo 50 de espectro absoluto que determina el espectro absoluto del bloque transformado, es decir, los valores absolutos de los componentes en el bloque sin el efecto de la fase. Así, los componentes espectrales se representan en términos de la intensidad de la señal en cada una de una pluralidad de contenedores de frecuencia (por ejemplo, véanse las figuras 5 y 6). En realizaciones la intensidad de señal puede ser representada en términos de potencia o amplitud (raíz cuadrada de la potencia). El módulo 50 de espectro absoluto emite el espectro absoluto para el bloque al módulo 52 buscador de umbrales que lo utiliza para determinar una curva de densidad espectral para el bloque, en realizaciones, ya sea la densidad espectral de potencia o la densidad espectral de amplitud según sea apropiado para la representación la que se utilice.

La densidad espectral es la distribución esperada de la intensidad de la señal por unidad de frecuencia para un conjunto aleatorio idealizado de datos. La forma de la curva de densidad espectral es característica del esquema de codificación de luz. Así, la forma de la curva de densidad espectral para el esquema de Manchester ternario será diferente de la de un esquema de codificación Manchester binario convencional y diferente de nuevo de otros esquemas de codificación. La forma de la curva de densidad espectral para Manchester ternario se muestra esquemáticamente en la Figura 7, teniendo por ejemplo un pico a 2 kHz y un nulo a 4 kHz. La densidad espectral también se escala de acuerdo con la integral de los valores absolutos de los componentes en el bloque -es decir, representa la proporción de la potencia o amplitud del bloque que se espera en función de la frecuencia-. Por lo tanto, la curva de densidad espectral depende del esquema de codificación que se utiliza para codificar la luz y de la intensidad total de la señal en el bloque (potencia o amplitud total).

El módulo 52 de búsqueda de umbral modifica la curva de densidad espectral para determinar una curva de umbral (por ejemplo, umbral 2 en la figura 6). El módulo 50 de definición de máscara determina entonces cualesquiera componentes cuya intensidad de señal (potencia o amplitud) exceda la curva de umbral y define una máscara espectral que enmascara estos componentes en el espectro del bloque. El módulo de definición de máscara emite la máscara al módulo 44 de enmascaramiento espectral, que aplica la máscara para escindir los componentes enmascarados de la representación de dominio de frecuencia del bloque respectivo. La escisión funciona sobre la base de que cualquier componente espectral que tenga una intensidad de señal mayor que la máscara de umbral (por ejemplo, umbral 2 en la figura 6) es probable debido (al menos en una parte sustancial) a tonos interferentes de fuentes tales como luminarias PWM o retroiluminación.

Después de la cancelación de interferencias, la versión de dominio de frecuencia de cada bloque se pasa desde el módulo 44 de enmascaramiento espectral a través del módulo 46 IFFT, donde el bloque respectivo se transforma de nuevo en el dominio de tiempo. El módulo 46 IFFT envía cada bloque al módulo 48 de adición que añade regiones de bloques solapadas para producir una señal de dominio de tiempo reconstruida, pero que ha sido cancelada. La señal de dominio de tiempo reconstruida y anulada por interferencia se envía entonces hacia delante al módulo 32 de banda base donde se realiza el procesamiento de recepción en banda base.

Así, de acuerdo con lo anterior, el módulo 28 de cancelación de interferencia aplica la escisión de interferencia en el dominio de frecuencia usando una FFT de N puntos y IFFT (por ejemplo, $N = 2048$).

En una aplicación preferida, la escisión de interferencia se basa en una observación de que, en el dominio de frecuencia, es posible distinguir entre el espectro continuo de la señal deseada (resultante de los bits efectivamente aleatorios transmitidos) y el espectro discreto de Interferencias periódicas.

Obsérvese que en las realizaciones, los datos de usuario son codificados por un código de aleatorización de modo que los datos conservan una calidad pseudoaleatoria independientemente de los datos de usuario que se transmiten. Por ejemplo, incluso si el usuario transmite una secuencia de 1s consecutivos, u 0s consecutivos, o algún otro dato que da como resultado un flujo ordenado de bits, la corriente codificada aparecerá todavía aleatoria de manera efectiva porque corresponderá a un espectro aproximadamente liso en el dominio de frecuencia. Sin embargo, incluso sin codificar la mayoría de los datos de usuario sigue siendo efectivamente aleatoria sobre un número suficientemente grande de muestras (aunque el contenido no sea aleatorio, cualquier orden en el contenido no se manifiesta necesariamente en la capa física).

Se ha encontrado que los "agujeros" espectrales creados por la escisión tienden a ser relativamente pocos y pequeños en comparación con el número de componentes y el ancho del espectro de los datos. Como resultado,

cuando se transforma de nuevo en el dominio del tiempo después de que se elimina la interferencia, la distorsión en la señal debida a esta escisión es despreciable o al menos tolerable.

Por ejemplo, para una FFT de longitud de 2048 muestras y un espectro como se ilustra en las Figuras 5-7 con un pico a 2KHz y nulo a 4kHz, solo puede haber del orden de 10 muestras cada una de ancho de 10Hz.

5 Se observa que los formatos codificados de señales luminosas pueden no permitir algoritmos de restauración de señales fuertes como la corrección de errores o el espectro ensanchado. En las realizaciones, es deseable seleccionar cuidadosamente el algoritmo de escisión de interferencia y su ubicación entre los otros algoritmos de receptor con el fin de reducir la distorsión de la señal. En realizaciones, se pueden implementar opcionalmente una o más de las siguientes medidas adicionales para mejorar adicionalmente el rendimiento de la cancelación de
10 interferencia descrita en el presente documento:

- aplicar un proceso de dos pasos para determinar la curva de umbral, que comprende determinar componentes que exceden una primera curva de umbral, a continuación determinar una segunda curva de umbral basada en la densidad espectral con el efecto de eliminar estos componentes;
- aplicar el filtro apareado antes de realizar la escisión de interferencia en el dominio de frecuencia;
- 15 • aplicar una ventana Hanning de dominio de tiempo antes de la FFT con superposición N/2 de bloques FFT;
- utilizar un umbral formado (coseno elevado) en el dominio de frecuencia para distinguir entre el espectro deseado y las frecuencias de interferencia;
- poner a cero los puntos finales del resultado de FFT y IFFT para minimizar la distorsión debida a cálculos de punto fijo; y/o
- 20 • un conmutador para eludir el algoritmo de escisión que permite un intercambio entre el retardo de procesamiento de la señal del receptor y su robustez contra la interferencia.

En las realizaciones, la escisión de interferencia (eliminación de frecuencias de interferencia) se aplica después del filtro 18 apareado, pero antes de los algoritmos de receptor 32 de banda base más tradicionales tales como
25 detección portadora de detección de sobrecarga de potencia, generación de reloj, detección de sincronización de trama y reloj de articulación y recuperación de datos.

El LPF 14 analógico en el extremo 10 frontal analógico está diseñado para poder muestrear su salida a 64 kHz sin tener productos perturbadores de pseudonimia. A 64 kHz, se aplica en primer lugar un filtro 18 apareado para Manchester ternario. Como subproducto, crea un ancho nulo fuerte alrededor de 0Hz y 4kHz (véanse Figuras 5-7). La supresión de la señal en frecuencias bajas ayuda a evitar la interferencia de baja frecuencia (fuera de banda) de
30 fuentes tales como la fuente de alimentación de la red. Además, una ventaja de la colocación del filtro 18 apareado en la cadena de la figura 3 es que el siguiente nulo (en este ejemplo a 4 kHz) puede estar dispuesto para coincidir con la banda de transición para el LPF 20 digital posterior. El LPF 20 digital elimina todas las frecuencias por encima de 4kHz, permitiendo un muestreo descendente a 8kHz (según el teorema de Nyquist, para evitar la distorsión de pseudonimia es deseable eliminar todas las frecuencias que son más de la mitad de la frecuencia de muestreo). Sin embargo, tal como se ilustra esquemáticamente en la figura 12, ningún filtro de paso bajo es perfecto y tendrá en
35 realidad una banda 66 de transición entre la banda 64 de paso y la banda 68 de parada. Aplicando el filtro 18 apareado antes del LPF 20, el valor nulo a 4kHz (por ejemplo) puede ser dispuesto para estar dentro de la banda 66 de transición del LPF 20. Además, la escisión de interferencia descrita anteriormente implica la transformación del dominio de frecuencia al dominio de tiempo y viceversa. Esto implica que es deseable tener una ventana tan amplia como sea posible en el dominio del tiempo, lo que implica querer una frecuencia de muestreo tan baja como sea posible. Aplicando el filtro 18 apareado antes del LPF 20, se sabe que todo el espectro está entre 0 Hz y 4 kHz.
40

La escisión de interferencia tiene lugar a una frecuencia de muestreo de 8 kHz, que corresponde al ancho de banda de la señal de la banda base de la capa física ternaria de Manchester (~ 4 kHz). Como se mencionó, la escisión de interferencia tiene lugar en el dominio de frecuencia usando una FFT y IFFT de N puntos, por ejemplo utilizando una
45 FFT de longitud N = 2048 puntos (muestras de tiempo consecutivas a 8kHz).

La entrada se divide en bloques N muestras de tiempo consecutivas. En las realizaciones, cada bloque se multiplica por una función de ventana 40 en forma de ventana de coseno elevado, tal como una ventana de Hamming (coseno elevado con desplazamiento de 1), siendo la ventana de ancho N en el dominio del tiempo. Cada bloque se transforma a continuación en el dominio de frecuencia utilizando una FFT de N puntos, dando como resultado un
50 vector N de frecuencias. Una multiplicación en el dominio del tiempo corresponde a una convolución en el dominio de frecuencia. Por lo tanto, en el dominio de frecuencia, un tono discreto interferente fi (por ejemplo, el fundamental o un armónico de una onda rectangular debido a PWM) da como resultado la convolución de una senoide con la

función de ventana. Un ejemplo de una función de ventana 60 rectangular y una función de ventana 62 de coseno elevado se muestran esquemáticamente en la parte superior de la figura 10 y un ejemplo de una convolución resultante de una función de ventana W con un tono de interferencia en el dominio de frecuencia se ilustra esquemáticamente en la parte inferior de la Figura 10. Si la ventana es discontinua en sus bordes, la anchura del tono interferente va con $1/f$ en el dominio de frecuencia; si la primera derivada de la ventana es discontinua en sus bordes, la anchura de este tono va con $1/f_2$; y si la segunda derivada es discontinua, la anchura del tono va con $1/f_3$. Es deseable mantener la anchura de estos tonos tan estrecha como sea posible en el dominio de frecuencia (para minimizar la distorsión cuando se escinde), por lo que es ventajoso elegir una función de ventana que es solo discontinua en su segunda derivada. Una ventana de coseno elevado tiene esta propiedad. Una ventana de Hamming es una ventana de coseno elevado parametrizada por una atenuación progresiva de 1.

En realizaciones, la entrada se divide de tal manera que los bloques de N muestras de tiempo consecutivas se solapan entre sí. En el caso de una ventana de Hamming (coseno elevado con parámetro de atenuación 1) cada bloque recibe una superposición de $N/2$ muestras con sus bloques vecinos. La razón de esto se ilustra esquemáticamente en la Figura 11. La función de ventana no rectangular tiene el efecto de que las muestras del borde de la ventana en el dominio de tiempo se atenúan. Por lo tanto, las regiones solapadas están dispuestas para corresponder a las regiones en las que la señal de dominio de tiempo es atenuada por la función de ventana. Cuando los bloques se convierten de nuevo en el dominio de tiempo y se agregan entre sí, las regiones solapadas se combinan para deshacer un efecto de la atenuación de los bordes de la función de ventana. En las realizaciones esto recuperará una función plana en el dominio del tiempo. Para una ventana de Hamming (coseno elevado con atenuación 1) un solapamiento de medio bloque ($N/2$) tendrá este efecto. Alternativamente, una ventana de coseno elevado con atenuación inferior a 1 puede conseguir este mismo efecto disponiendo que la superposición sea inferior a la mitad, en dependencia del desplazamiento.

En otras realizaciones, en el dominio de frecuencia, el módulo 28 de cancelación de interferencias puede descartar los primeros pocos y últimos componentes de dicho vector N de frecuencias. Esto se debe a que estos componentes tienden a ser muy erráticos debido a cálculos de punto fijo.

A continuación, el módulo 28 de cancelación de interferencias calcula una curva de umbral de dominio de frecuencia como un múltiplo escalar de una curva de umbral estándar (la densidad espectral).

La figura 5 muestra el espectro de una señal deseada y máscaras de umbral sin interferencia. El espectro aleatorio tal como se calculó utilizando una FFT de 2048 puntos aplicada a una porción (bloque) de ventana de Hamming de la señal recibida. Para cada bloque FFT, se calcula una curva de umbral de dominio de frecuencia que distinguirá entre el espectro continuo de la señal deseada y el espectro discreto de interferencias. La curva de umbral de dominio de frecuencia es una versión escalada de la densidad espectral de potencia de Manchester ternario, o una aproximación simplificada de la misma. Un coseno elevado sostenido a 1750 Hz se utiliza como una aproximación para las frecuencias de 0 a 4kHz.

El escalamiento de la curva de umbral de dominio de frecuencia es una función lineal de la integral del espectro aleatorio calculado. El escalamiento es tal que, en ausencia de interferencia, ningún componente de frecuencia cruza el umbral, es decir, no tiene lugar ninguna escisión.

La Figura 6 muestra el espectro aleatorio de una pieza de señal recibida que contiene tanto señal deseada como señal de interferencia (240 HZ PWM a SIR = -20 dB). La curva de umbral del dominio de frecuencia real utilizada para la escisión es "umbral 2", puesto que en las realizaciones se determina la escala deseada (y las frecuencias por escindir) en dos etapas.

En primer lugar, se obtiene un escalamiento (que conduce al umbral 1) tomando una función lineal de la integral del valor absoluto del espectro aleatorio calculado. Es decir, la curva de densidad espectral teórica (esperada) para el esquema de codificación de luz correspondiente (por ejemplo, Manchester ternario) es escalada por la intensidad de señal total en el bloque respectivo (potencia o amplitud integral). Esto también puede incluir un escalamiento por un cierto factor para permitir cierto margen de error (es decir, en la práctica, algunos componentes de señal legítimos pueden caer ligeramente por encima de la curva de densidad espectral teórica). En realizaciones este factor puede ser 1,2 o 1,3.

En segundo lugar, se obtiene un segundo escalamiento aplicando la misma función a un valor absoluto modificado del espectro aleatorio calculado, en el que el valor absoluto modificado del espectro aleatorio calculado se obtiene a partir del valor absoluto del espectro aleatorio calculado fijando los componentes espectrales mayores que su "umbral 1" igual a cero. Es decir, la densidad espectral es ahora escalada por la intensidad total de la señal (potencia integral o amplitud) con los componentes que caen más allá del umbral 1 eliminado. Esto también puede incluir de nuevo un escalamiento por un factor para permitir un margen de error, por ejemplo nuevamente 1,2 o 1,3. La escisión final tiene lugar mediante el establecimiento de componentes de frecuencia igual a cero, cuyos valores absolutos están más allá del "umbral 2".

En una generalización de lo anterior, la etapa de aplicar un umbral, extraer componentes y volver a calcular el umbral podría repetirse una o más veces. Es decir, podría haber tres pasos que conducen a un "umbral 3", etc.

5 Obsérvese que en las realizaciones, los cálculos anteriores solo tienen que hacerse para componentes de frecuencia $N/2$ (complejos) (0 a 4 kHz), ya que el espectro de una señal real es conjugado complejo en el dominio de frecuencia.

Después de la aplicación de la escisión del dominio de frecuencia mencionado anteriormente sobre cada uno de los bloques de FFT, cada bloque de frecuencia escindido se transforma de nuevo en el dominio de tiempo utilizando un IFFT de N puntos, que conduce a un vector N real escindido en el tiempo dominio.

10 A continuación, los primeros y últimos componentes de dicho vector N real escindido en el dominio del tiempo se fijan en cero, porque estos componentes tienden a ser muy erráticos debido a cálculos de punto fijo. Finalmente, el vector del dominio del tiempo resultante se añade a su lugar correspondiente en la secuencia de tiempo de salida.

Se ha encontrado que, en ausencia de escisión, incluso una implementación de punto fijo de 16 bits de la FFT y la IFFT no produce distorsiones significativas.

15 En realizaciones, los datos de luz codificados pueden ser transmitidos en uno o más paquetes, un ejemplo de los cuales se ilustra en la Figura 8. El paquete comprende una carga útil 58 que comprende los datos de usuario discutidos anteriormente, y también un encabezamiento 56 que comprende un preámbulo para uso en sincronización. La carga útil 58 tiene una longitud de múltiplos de los bloques utilizados en la cancelación de interferencia anterior (por ejemplo, 80 bytes de datos de usuario). El preámbulo comprende una señal de reloj que puede comprender una pluralidad de ciclos de una senoide (por ejemplo, 20 ciclos a 2 kHz). A primera vista, puede parecer que el módulo 28 de cancelación de interferencias tendría el efecto de cancelar este tono de reloj deseado. Sin embargo, como se muestra esquemáticamente en la Figura 9, en el dominio de frecuencia la señal de reloj corresponde a la convolución de la senoide con la función de ventana rectangular creada por la longitud del preámbulo (una senoide convolucionada con una ventana rectangular da una función de sumidero). Esto puede tener un ancho espectral del orden de 100 a 200 Hz. Sin embargo, la convolución de esta misma señal de reloj sinusoidal con la función de ventana 40 no rectangular (por ejemplo, coseno elevado) corresponde a una punta mucho más estrecha que se escinde, tal vez del orden de 10 Hz de ancho. Por lo tanto, puede observarse que en las realizaciones, además de dejar los datos 58 reales con una distorsión insignificante o tolerable, la escisión de frecuencia descrita anteriormente no necesita destruir una señal 56 de reloj incluida en un preámbulo de paquete.

Se apreciará que las realizaciones anteriores se han descrito solamente a modo de ejemplo.

30 Por ejemplo, las técnicas descritas aquí no se limitan a ser implementadas en términos de cualquier medida particular de la intensidad de la señal. Por ejemplo la intensidad de la señal puede expresarse en términos de potencia o amplitud. Además, se apreciará que la energía de la señal acumulada durante un tiempo dado es una medida de potencia. Similarmente, la densidad espectral de energía en una ventana finita de tiempo es una medida de la densidad espectral de potencia. También pueden emplearse otras formas de representar una señal en luz. Además, la descripción no está limitada a ninguna forma particular de transformación tal como una transformada de Fourier o FFT. Otros tipos de transformación serán por sí mismos familiares para un experto en la técnica, por ejemplo, una transformada de coseno discreta (DCT).

40 Al discutir anteriormente ideas de señales que son "discretas" y "continuas", se apreciará que en cualquier representación digital la distinción es algo aproximada. El espectro de los datos (pseudo) aleatorios es continuo en cuanto la intensidad de las componentes espectrales en contenedores contiguos siga una distribución aproximadamente "lisa", mientras que los tonos interferentes pueden considerarse discretos en cuanto que solo dan lugar a componentes individuales no contiguos), siendo "escogidos" entre el espectro continuo, o tal vez pequeños grupos no contiguos de componentes continuos que están siendo seleccionados.

45 Además, cuando se dice que la resistencia de un componente "excede" un umbral o similar, esto puede referirse a una operación de tipo "mayor que" o "mayor que o igual a".

Lo anterior se ha ejemplificado en términos de cancelación de interferencias a partir de formas de onda rectangulares tales como luz PWM, pero en otras aplicaciones la interferencia podría tomar otras formas, tales como interferencia sinusoidal u otra interferencia periódica. Además, cuando la interferencia es "rectangular" incluye la posibilidad de una forma de onda cuadrada.

50 En realizaciones, la cancelación de interferencia comprende extirpar o enmascarar completamente componentes espectrales, ajustando su altura a cero (fijando en cero el valor que representa la intensidad). Sin embargo, en realizaciones alternativas la cancelación puede comprender reducir la altura de estos componentes para reducir un efecto de interferencia, en lugar de escindirlos completamente.

Otras variantes de las realizaciones descritas pueden ser entendidas y efectuadas por los expertos en la técnica en la práctica de la invención reivindicada, a partir de un estudio de los dibujos, la descripción y las reivindicaciones adjuntas. En las reivindicaciones, la expresión "que comprende" no excluye otros elementos o etapas, y el artículo indefinido "un" o "una" no excluye una pluralidad. Un solo procesador u otra unidad puede cumplir las funciones de
5 varios artículos citados en las reivindicaciones. El mero hecho de que ciertas medidas sean citadas en reivindicaciones diferentes mutuamente dependientes no indica que una combinación de estas medidas no pueda ser aprovechada. Un programa informático puede ser almacenado/distribuido en un medio adecuado, tal como un medio de almacenamiento óptico o un medio de estado sólido suministrado junto con o como parte de otro hardware, pero también puede distribuirse en otras formas, tales como a través de Internet u otros sistemas de
10 telecomunicaciones cableados o inalámbricos. Cualquier signo de referencia en las reivindicaciones no debe ser interpretado como una limitación del alcance.

REIVINDICACIONES

1. Un receptor (4) de luz visible codificado que comprende:
- un sensor (12) para recibir luz que comprende datos modulados en la luz de acuerdo con un esquema de codificación; y
- 5 un módulo (42) de transformación configurado para transformar los datos en una representación de dominio de frecuencia, que representa una banda de un espectro resultante de que dichos datos se modulan en la luz de acuerdo con dicho esquema de codificación; caracterizado por
- un módulo (28) de cancelación de interferencias configurado para cancelar interferencias que ocurren en dicha banda, mediante la determinación de uno o más componentes en dicha banda que exceden una intensidad de señal de umbral y la cancelación de dichos componentes.
- 10
2. El aparato de la reivindicación 1, en el que el umbral comprende una curva en el dominio de frecuencia, en el que dicha curva se basa en una densidad espectral que es característica del esquema de codificación usado para modular los datos en la luz.
3. El aparato de la reivindicación 2, en el que el módulo (28) de cancelación de interferencias está configurado para realizar dicha determinación y cancelación mediante: determinación de una primera curva de umbral basada en la densidad espectral, cancelación de uno o más primeros componentes que exceden la primera curva de umbral, - determinación de una segunda curva de umbral basada en la densidad espectral excluyendo un efecto de los primeros componentes, y cancelar uno o más segundos componentes que exceden la segunda curva de umbral.
- 15
4. El aparato de la reivindicación 3, en el que la primera curva de umbral es una versión escalada linealmente de la densidad espectral y la segunda curva de umbral es una versión escalada linealmente de la densidad espectral excluyendo el efecto de dichos primeros componentes.
- 20
5. El receptor de cualquier reivindicación precedente, en el que la cancelación comprende fijar en cero la intensidad de señal de dicho uno o más componentes.
6. El receptor de cualquier reivindicación precedente, que comprende un módulo (32) de banda base y un módulo (46) de transformación inversa configurados para transformar los datos de nuevo en una representación de dominio de tiempo para su posterior procesamiento por un módulo de banda base después de la cancelación de dicha interferencia.
- 25
7. El receptor de cualquier reivindicación precedente, que comprende un filtro (18) apareado aplicado antes de la transformación en el dominio de frecuencia por el módulo (42) de transformación.
8. El receptor de cualquier reivindicación precedente, que comprende un filtro (20) de paso bajo, en el que el filtro (18) apareado se aplica antes del filtro de paso bajo y está configurado para suprimir el espectro en una banda de transición del filtro de paso bajo.
- 30
9. El receptor de cualquier reivindicación precedente, que comprende un módulo (40) de ventana configurado para aplicar una función de ventana de dominio temporal antes de la transformación en el dominio de frecuencia por el módulo (42) de transformación, dividiendo así los datos en porciones;
- 35
- en el que el módulo (42) de transformación está configurado para generar una representación de dominio de frecuencia respectiva de una banda del espectro resultante de cada porción de datos y el módulo (28) de cancelación de interferencia está configurado para operar en la representación del dominio de frecuencia de cada porción, respectivamente.
- 40
10. El receptor de la reivindicación 9, en el que el módulo (40) de ventana está configurado para dividir los datos en una secuencia de porciones en la que cada porción comprende N muestras de dominio de tiempo y las porciones sucesivas se superponen por una fracción de las N muestras.
11. El receptor de la reivindicación 10, en el que dicha función de ventana (40) comprende una función de ventana de coseno elevada y dicha superposición está relacionada con una atenuación de la función de ventana de coseno elevado.
- 45

12. El receptor de cualquier reivindicación precedente, en el que el módulo (42) de transformación está configurado para descartar puntos finales de dicha banda en el dominio de frecuencia antes de la cancelación de interferencia por dicho módulo (28) de cancelación de interferencia.
- 5 13. El receptor de cualquier reivindicación precedente, que comprende un conmutador (25) operable para evitar el módulo de cancelación de interferencia.
14. Un método para operar un sistema de iluminación que comprende:
- una luminaria (2) configurada para emitir luz visible codificada;
- un dispositivo que comprende el receptor (4) de luz visible codificada de cualquier reivindicación precedente; y
- al menos una fuente (6) de dicha interferencia, en la que la interferencia es periódica en el tiempo,
- 10 en el que al menos en ocasiones la interferencia es recibida por el receptor (4) de luz visible codificada con al menos un orden de magnitud mayor que la luz que comprende dichos datos, y/o la luz que comprende dichos datos es recibida por el receptor (4) de luz visible codificada a través de al menos una reflexión de al menos una superficie (8) mientras que la interferencia es recibida directamente por el receptor (4) de luz visible codificada.
- 15 15. Un programa de ordenador para el funcionamiento de un receptor (4) de luz visible codificada, comprendiendo el producto de programa de ordenador un código incorporado en un medio de almacenamiento legible por ordenador y configurado de manera que cuando se ejecuta para llevar a cabo operaciones de:
- a través de un sensor (12) del receptor de luz visible codificado, recibir luz que comprende datos modulados en la luz de acuerdo con un esquema de codificación; y
- 20 transformar los datos en una representación del dominio de frecuencia, que representa una banda de un espectro que resulta de que dichos datos se modulan en la luz de acuerdo con dicho esquema de codificación; caracterizado por
- cancelar la interferencia que ocurre en dicha banda, determinando uno o más componentes en dicha banda que exceden una intensidad de señal umbral y cancelando dichos componentes.

Figura 1

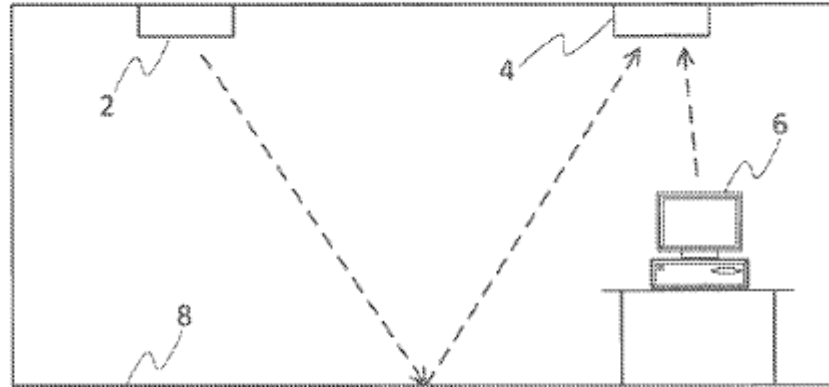


Figura 2

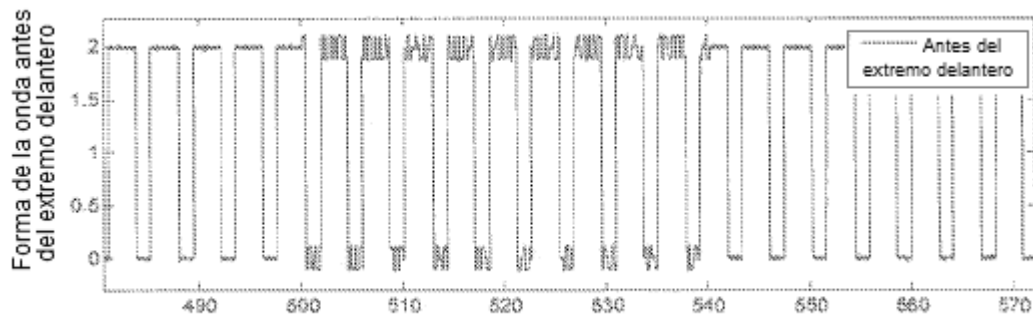


Figura 3

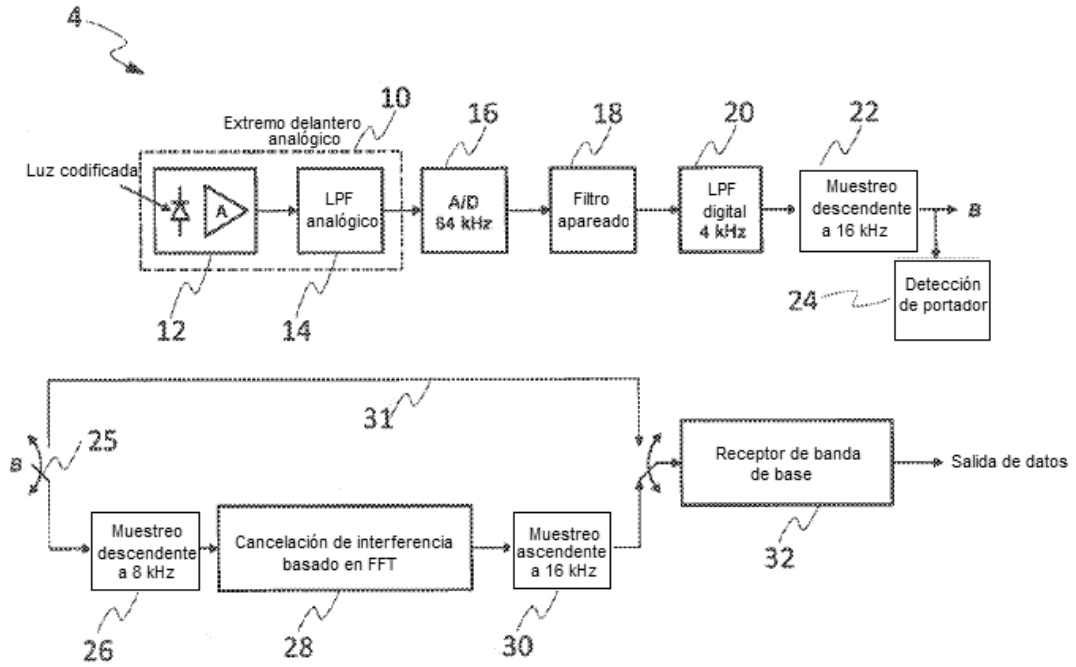


Figura 4

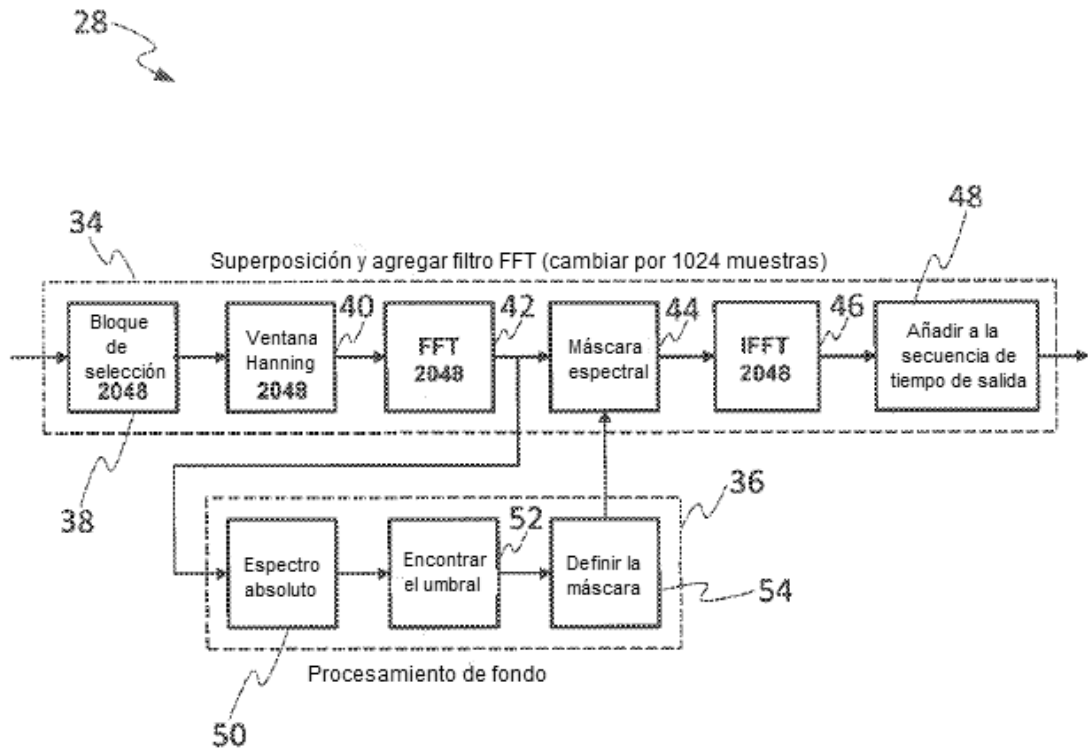


Figura 5

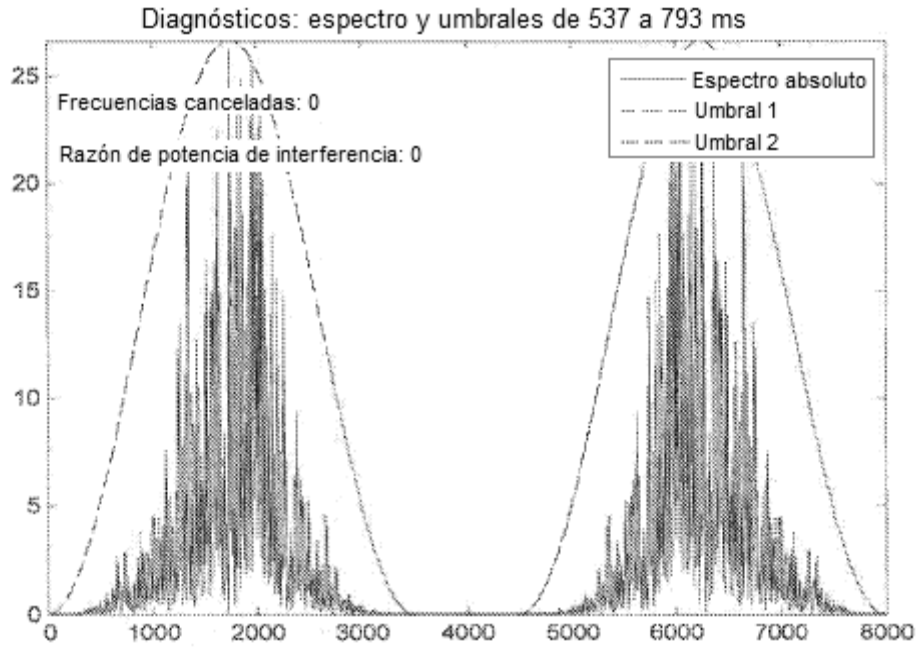


Figura 6

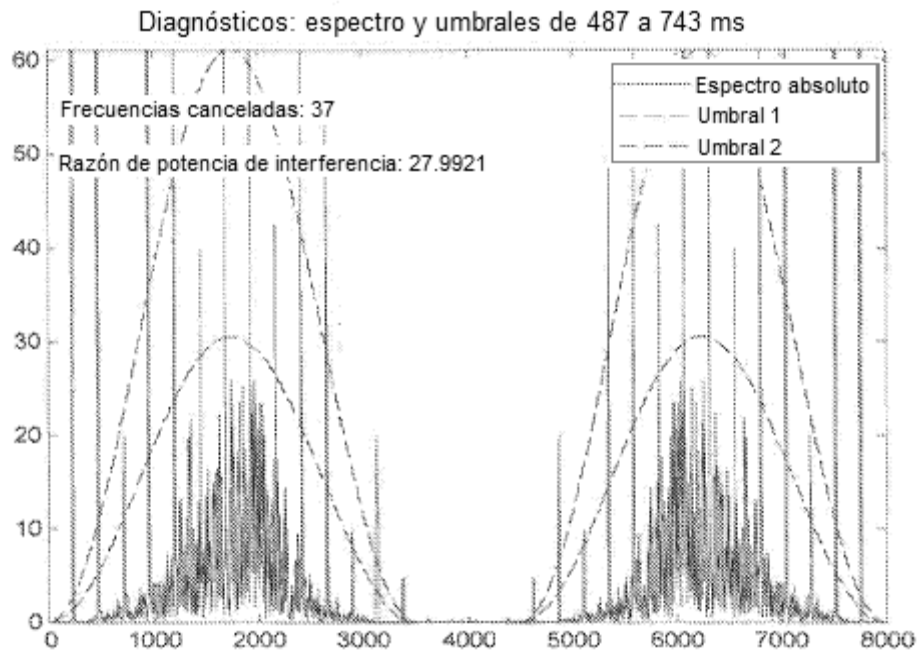


Figura 7

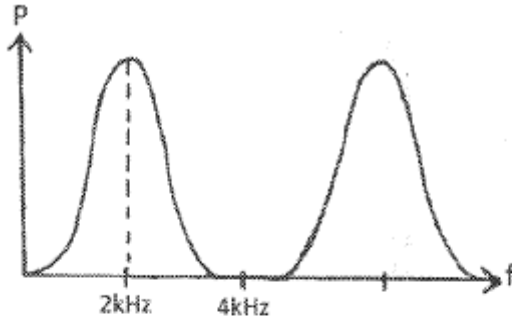


Figura 8

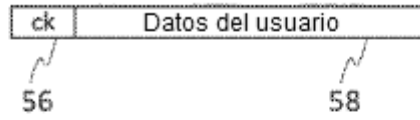


Figura 9

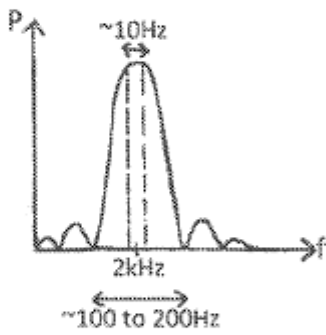


Figura 10

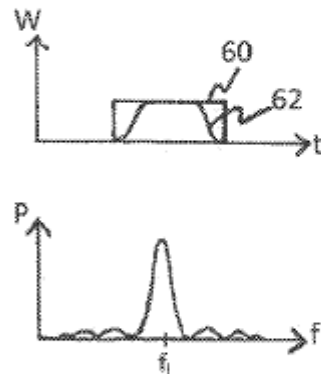


Figura 11



Figura 12

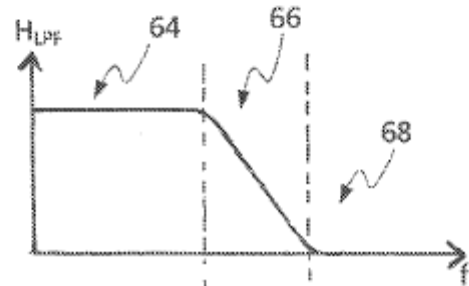


Figura 13

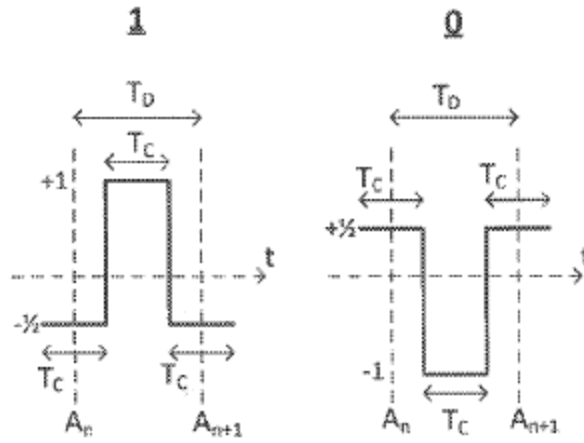


Figura 14

