



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 348 823**

51 Int. Cl.:  
**G01S 17/10** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **08105846 .3**

96 Fecha de presentación : **21.11.2008**

97 Número de publicación de la solicitud: **2189814**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **26.05.2010**

54

Título: **Sensor optoelectrónico y procedimiento para medir distancias según el principio del tiempo de propagación de la luz.**

45

Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**15.12.2010**

45

Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**15.12.2010**

73

Titular/es: **Sick AG.**  
**Erwin-Sick-Strasse 1**  
**79183 Waldkirch/Breisgau, DE**

72

Inventor/es: **Heizmann, Reinhard;**  
**Torabi, Bahram;**  
**Hug, Gottfried y**  
**Marra, Martin**

74

Agente: **Elzaburu Márquez, Alberto**

ES 2 348 823 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

La invención concierne a un sensor optoelectrónico y a un procedimiento para medir distancias según el principio del tiempo de propagación de la luz, de acuerdo con las reivindicaciones 1 y 12, respectivamente.

5 Con sensores optoelectrónicos se puede determinar la distancia de objetos con arreglo al principio conocido del procedimiento del tiempo de propagación de la luz. En un procedimiento del tiempo de propagación de impulsos se emite para ello un corto impulso luminoso y se mide el tiempo hasta la recepción de una re-  
10 misión o reflexión del impulso luminoso. Como alternativa, en un procedimiento de fase se modula en amplitud una luz de emisión y se determina un desplazamiento de fase entre la luz de emisión y la luz de recepción, siendo también el desplazamiento de fase una medida del tiempo de propagación de la luz. Debido a condiciones de protección de los ojos, los procedimientos de modulación de fase citados en último lugar son menos adecuados precisamente para objetivos poco remitentes a causa de los grandes tiempos de integración necesarios. En el  
15 procedimiento de impulsos se puede utilizar provechosamente la potencia integral en el sentido de que se pueden emitir cortos impulsos con alta densidad de energía y se mejora así la relación señal-ruido para cada tiro individual.

La medición de distancias puede ser necesaria, por ejemplo, en el campo de la seguridad de vehículos, la automatización de la logística o las fábricas o la  
20 técnica de seguridad. Particularmente, un telémetro que se base en un rayo de luz reflejado puede reaccionar a una variación de la distancia del reflector o del objetivo reflectante o remitente. Una aplicación especial es una barrera óptica de reflexión en la que se vigila la distancia entre un emisor de luz y un reflector. El procedimiento del tiempo de propagación de la luz es también el principio según  
25 el cual trabajan los escáneres de láser medidores de distancia cuyo rayo móvil mide una línea o incluso una superficie.

Si la resolución de la telemetría debe alcanzar una precisión en el rango de algunas decenas de milímetros, el tiempo de propagación de la luz tiene que ser determinado entonces exactamente dentro de un orden de magnitud de centena-  
30 res de picosegundos. Para conseguir una resolución de distancia de un milímetro, se tienen que captar seis picosegundos por vía metrotécnica. Esta precisión se puede materializar con sistemas convencionales solamente con una electrónica muy costosa.

Los módulos más baratos, tales como los FPGAs (Field Programmable  
35 Gate Array = agrupación ordenada de puertas programables de campo) y otros

módulos lógicos digitales programables, tienen típicamente frecuencias de trabajo en el rango de algunos centenares de MHz. Se pueden resolver así nanosegundos, pero no picosegundos.

Un recurso convencional consiste en digitalizar el impulso luminoso recibido con la frecuencia de exploración disponible y determinar entonces por interpolación de la forma de impulso de recepción esperada la posición y, por tanto, el instante de recepción, también con una mejor resolución que la que prefija la frecuencia de exploración. Sin embargo, esto está limitado en su precisión y es relativamente intensivo en cálculo debido a la interpolación.

Se conoce por el documento DE 10 2007 013 714 A1 el recurso de esquivar la granulación prefijada por la trama de exploración desplazando el instante de emisión. Se realiza para ello en un primer paso una regulación basta del instante de emisión en la trama de exploración hasta que una condición de transición del impulso de recepción está situada en la zona de un punto de trama temporalmente inmovilizado, y a continuación se realiza una regulación fina del instante de emisión hasta que el primer paso por cero de la señal de recepción esté situado sobre el punto de la trama. El retardo necesario del instante de emisión es entonces un valor de medida del tiempo de propagación de la luz. En una forma de realización preferida como palpador se realiza este procedimiento solamente antes del funcionamiento propiamente dicho en una fase de aprendizaje. En funcionamiento, se vigila si el paso por cero está situado por delante o por detrás del punto de trama aprendido. Se puede derivar un evento de conmutación a partir de esta información.

Este sistema convencional tiene algunas desventajas para la realización de una telemetría sin función de palpación o de conmutación. En primer lugar, la regulación basta puede emitir una ventana de medida falsa en la que, por ejemplo, un evento de ruido se asemeja solamente al impulso de recepción, o en la que está situado un reflejo proveniente, por ejemplo, de una luna frontal que no deberá ser medido en absoluto. Justamente por eso, el sistema no puede ocuparse de situaciones dinámicas: Si se mueve el objetivo, no se cumple ya la condición de transición. Sin embargo, no se realiza entonces una corrección o una nueva elevación del valor de medida. El sistema perdería también mucho tiempo para poder sobre todo ajustarse a un nuevo objetivo con su procedimiento relativamente complicado, incluso aunque, por ejemplo, se pulsara el botón de enseñanza para realizar una adaptación a la situación modificada.

Por tanto, el problema de la invención consiste en indicar una telemetría según el principio del tiempo de propagación de la luz que pueda utilizarse también en situaciones dinámicas.

5 Este problema se resuelve por medio de un sensor optoelectrónico según la reivindicación 1 y un procedimiento para la medición de distancias según el principio del tiempo de propagación de la luz con arreglo a la reivindicación 12.

10 La solución según la invención parte del principio de no considerar una medición como un proceso de una sola vez en el que se determina y emite el valor de medida, por ejemplo como ocurre en el estado de la técnica anteriormente descrito, sin que el sensor siga entonces manteniéndose activo. En vez de esto, se utiliza de manera continua la información actualmente disponible para mantener actualizado el resultado de medida.

15 La invención tiene la ventaja de que está disponible siempre un valor de medida exacto y válido, ya que la regulación reajusta siempre la medición. Se evitan errores por ruido o dinámica en la zona de vigilancia. El regulador trabaja sin umbral. Incluso para una medición única sin regulación subsiguiente sería superior este modo de proceder, ya que el algoritmo de regulación localiza el valor de medida en un tiempo mucho más corto que en el caso de un entrelazamiento de intervalos o un desplazamiento secuencial, tal como esto se revela en el documento DE 10 2007 013 714 A1. Si el regulador está estabilizado en oscilación dentro de unos pocos ciclos, se dispone entonces de un valor de telemetría exacto desde este instante durante el tiempo de retardo de emisión necesario. Ya durante la estabilización de oscilación se determina una aproximación que suministra entonces, debido a la regulación, un valor de medida cada vez más exacto.

25 Por consiguiente, se regula a un instante de observación fijo con relación al instante de emisión, cuya elección es ampliamente arbitraria, pero que se fija con independencia de la medición. El instante de observación se mantiene siempre el mismo, aun cuando la invención no prohíba en principio que se le cambie. Para la regulación tiene que ser solamente conocido este instante de observación, el cual no es modificado por la regulación y no influye sobre la regulación, siempre que dicho instante se elija solamente como admisible. Por ejemplo, el instante de observación se coloca sobre la distancia de medida máxima, sobre el extremo de un intervalo de medida poco antes de la emisión de la siguiente señal luminosa o sobre fracciones del mismo. El tiempo de observación, que es así siempre el mismo, es la suma del tiempo de retardo de emisión ajus-

30

35

tado por el regulador, el cual es la magnitud de control para el regulador, y el tiempo de propagación de la luz, de modo que este último puede ser sencillo de determinar. Las porciones de tiempo constantes, tales como los tiempos de propagación de señales eléctricas, se eliminan óptimamente de antemano por medio de calibrado.

5 La unidad de evaluación está concebida preferiblemente para desencadenar la emisión de una señal luminosa en un respectivo periodo de medida, en un instante de emisión prefijado por el regulador a través del tiempo de retardo de emisión, y explorar la señal luminosa recibida y acumular en un gran número de periodos de medida un histograma de señales luminosas recibidas de esta manera para determinar a partir del histograma el instante de recepción y a partir de éste el tiempo de propagación de la luz, efectuándose la comprobación de la condición de transición para la señal de recepción en el histograma. Las señales de recepción acumuladas en el histograma se destacan del fondo de ruido, de modo que, en definitiva, se hace posible la medición o ésta resulta al menos más exacta. Por este motivo, en esta descripción el término señal de recepción se emplea frecuentemente no solo para la señal de recepción correspondiente a una señal de emisión individual, sino también para la señal de recepción acumulada que se forma en el histograma.

20 En la vía de recepción entre el receptor de luz y la unidad de evaluación está previsto preferiblemente un elemento de filtro para convertir la señal de recepción unipolar en una señal bipolar, comprendiendo la condición de transición especialmente un paso por cero de un primer máximo a un primer mínimo de la señal bipolar. Con señal bipolar se abarca también una (re)oscilación. La condición de transición corresponde en el eje de tiempo/distancia al valor nominal de la regulación o al valor de la distancia que se debe obtener. El filtro puede ser parte del módulo digital de la unidad de evaluación, pero preferiblemente es un componente analógico, ya que, en caso contrario, se habrían perdido previamente ya demasiadas porciones de señal y se perjudicaría la exactitud. El filtro puede ser, por ejemplo, un diferenciador o un paso de banda. Es imaginable definir la condición de transición por medio de una característica diferente y también más compleja, es decir, un paso por cero posterior o un punto de inflexión. Se podrían aprovechar para ello los propios extremos, entre los cuales está situado el paso por cero, pero su impresión depende del nivel y, por este motivo, es menos robusta, o bien se podrían aprovechar varias características o pasos por cero para

incrementar aún más la precisión.

Ventajosamente, un intervalo de tiempo de regulación dentro del cual el regulador puede comprobar la condición de transición y reajustar el retardo de emisión, corresponde solamente a una zona parcial de un campo de medida del sensor, estando prevista una unidad de vigilancia del cambio de posición para comprobar periódicamente en qué instante se recibe la señal de recepción y, en caso de que este instante esté fuera del intervalo de tiempo de regulación, proponer al regulador un nuevo intervalo de tiempo de regulación. El regulador trabaja así siempre en un entorno del valor de medida buscado, es decir que converge rápidamente y no persiste falsamente sobre una señal de ruido o sobre un objetivo que mientras tanto ya no está presente. La localización de la señal de recepción es posible y necesaria en este contexto solamente en la trama de exploración y no constituye una medición exacta para que el regulador obtenga un campo de trabajo conveniente. Por ejemplo, el intervalo de tiempo de regulación puede elegirse de modo que contenga una parte monótona del primer flanco descendente de la señal de recepción para poder regular sin riesgo de salto al primer paso por cero. Por tanto, la prefijación de un intervalo de tiempo de regulación significa el ajuste basto del tiempo de retardo de emisión. No se cambia aquí el instante de emisión, pero, en cualquier caso, esto no es necesario cuando se le haya elegido al principio con una distancia suficiente. Este modo de proceder admite una aproximación muy rápida a un nuevo valor de medida.

La unidad de vigilancia del cambio de posición o la unidad de evaluación está concebida aquí preferiblemente para determinar de antemano el nivel de ruido como punto de referencia. Se puede efectuar para ello un promediado en el histograma sobre todos los segmentos de señal o sobre un surtido de ellos.

La unidad de vigilancia del cambio de posición está concebida preferiblemente para reconocer la señal de recepción con ayuda de una signatura, especialmente un cambio alternante de máximos a mínimos, y viceversa, que forman en cada caso una curva envolvente descendente, especialmente logarítmica. Una signatura abarca las características esenciales de una evolución de función y, por tanto, en contraste con una comparación con la evolución de función completa, se puede evaluar más rápidamente y se puede reconocer a pesar de las fluctuaciones. Esta signatura puede ser sencilla o compleja, según que el tiempo de evaluación o la precisión esté en primer plano. Deberá ser robusta frente al ruido, rápidamente evaluable y a ser posible inconfundible. Por consiguiente, se pueden

optimizar para la aplicación el número de cambios alternantes que tienen que estar presentes para ello y la exactitud con que tienen que elegirse las amplitudes de la curva envolvente correspondiente. La signatura puede estar localizada varias veces en toda la zona de vigilancia, por ejemplo por efecto de reflexiones múltiples. Por tanto, la respectiva signatura más marcada deberá determinar la fijación del intervalo de tiempo de regulación, la cual es frecuentemente aquella que comienza con el máximo más fuerte que se encuentra en la zona de vigilancia. La signatura deberá elegirse y marcarse de modo que el regulador pueda encontrar la condición de transición.

La unidad de vigilancia del cambio de posición está concebida preferiblemente para almacenar un historial del intervalo de tiempo de regulación que ella habría prefijado para el regulador en la respectiva comprobación periódica para presentar al regulador el intervalo de tiempo de regulación que, según la evaluación estadística de este historial, es el de la señal de recepción. No se tienen en cuenta así de momento eventos cortos o únicos, de modo que se evita un salto demasiado apresurado. Únicamente cuando se ha encontrado de manera algo más persistente un intervalo de tiempo de regulación mejor, se repone también el regulador. Se prefiere aquí una cierta inercia para el intervalo de tiempo de regulación actual, la cual se puede reflejar en un mayor peso estadístico en el historial. Particularmente cuando la evaluación estadística no puede decidir o apenas solo puede decidir entre dos o más intervalos de tiempo de regulación, se preferirá el intervalo de tiempo de regulación actual hasta que se pueda tomar una clara decisión.

La unidad de vigilancia del cambio de posición presenta preferiblemente un agente, es decir, un proceso activo continuamente o en segmentos de tiempo adjudicados regulares e independiente del regulador, en donde el agente tiene el objetivo de localizar un intervalo de tiempo de regulación válido y ofrecérselo al regulador en el que se recibe realmente la señal luminosa. Este agente (de software) desacopla la regulación propiamente dicha y la localización del intervalo de tiempo de regulación y, por tanto, es más robusto y más fácil de manejar. El agente no solo tiene el objetivo de encontrar inicialmente un intervalo de tiempo de regulación correcto, sino que tiene también el objetivo de comprobar siempre este intervalo de tiempo de regulación y eventualmente corregirlo, es decir, realizar como resultado un rastreo continuo del valor de medida. El agente reacciona así en forma sobrepuesta al ruido o la dinámica en la zona de vigilancia y, por

reposición del regulador, reacciona a un intervalo de tiempo de regulación conveniente en el que se puede encontrar realmente la señal de recepción buscada o la signatura buscada. La independencia del proceso puede estar implementada realmente en una vía de hardware propia o, en lenguaje de software, en el sentido de una unidad de ejecución o tarea propia. Sin embargo, se la puede entender también únicamente en el aspecto conceptual, mientras que la implementación real utiliza el agente, por ejemplo, como parte periódicamente reclamada del regulador.

La unidad de evaluación está concebida preferiblemente para poner a disposición del regulador unos retardos de tiempo de emisión que corresponden a un múltiplo de un periodo de exploración para la señal de recepción. Se puede ajustar así de manera sencilla y basta el retardo de tiempo de emisión a lo largo de todo el trayecto de medida. Con múltiplo se quiere dar a entender aquí también el caso de cero veces o una vez para poder alcanzar realmente todos los puntos de exploración. La unidad de evaluación o el módulo de evaluación digital en el que está implementada dicha unidad proporciona casi siempre directamente una cadencia de exploración para la trama de exploración.

Con otras formas de realización se puede incrementar aún más la exactitud dentro de un periodo de exploración. En primer lugar, con ayuda de una unidad base de tiempo se hace posible emitir también realmente señales luminosas con una resolución por debajo del periodo de exploración. Un ajuste fino del tiempo de emisión hace posible también dentro de esta granulación un ajuste más fino de un llamado tiempo de emisión pretendido, es decir, un tiempo de emisión eficaz que se consigue por medio de varias señales de emisión en instantes determinados por la granulación. Se obtiene un sistema de tres etapas en el que la etapa más fina genera varias señales de emisión por medio de distribuciones, la segunda etapa viene dada por la unidad de base de tiempo que fija los instantes posibles para las señales de emisión reales, y la etapa más basta viene dada por la trama de exploración. Los incrementos de tiempo de una etapa más fina tienen que llenar solamente un respectivo periodo de la etapa más basta siguiente a fin de poder trabajar sin huecos con la resolución de tiempo más fina. Es igualmente imaginable cubrir en cada caso más de un periodo. Así, se puede prescindir de algunas de las etapas cuando, por un lado, se prescinda de la mayor resolución o, por otro lado, no se tema al gasto para el más oneroso llenado de mayores intervalos de tiempo por medio de finos incrementos de tiempo. La combinación

de engrane mutuo en la que cada etapa llene solamente el periodo de la siguiente etapa más basta y en la que existan todas las etapas, da como resultado una resolución máxima junto con un gasto muy pequeño.

De manera correspondiente, se ha previsto preferiblemente una unidad de base de tiempo que presenta un DDS o que está concebida para derivar retardos de tiempo de emisión a partir de una primera cadencia de tiempo con una primera frecuencia y a partir de una segunda cadencia de tiempo con una segunda frecuencia distinta de la primera frecuencia y poner así a disposición del regulador retardos de tiempo de emisión con una resolución temporal proporcionada por el periodo de diferencia perteneciente a las frecuencias primera y segunda. Como quiera que se contabiliza el periodo en el que se encuentran cada vez las dos frecuencias, se pueden desacoplar así intervalos de tiempo cuya precisión viene dada por el periodo de diferencia, el cual a su vez puede ser muy pequeño para frecuencias que tan solo son ligeramente diferentes. Es importante hacer notar que la resolución no es necesariamente igual al periodo de diferencia. Esto es lo que ocurre para una relación de las dos frecuencias de  $n/(n+1)$ , y esta relación es también preferible. El ejemplo de otros números de divisor extraño, como, por ejemplo,  $3/8$ , muestra que la frecuencia diferencia 5 fija ciertamente la precisión, pero no es idéntica a ella, puesto que también en este sistema el decalaje mínimo posible es 1. Los decalajes no aumentan aquí de forma monótona con el tiempo, pero, después de una clasificación, todos los decalajes necesarios están presentes exactamente igual que en el caso más claro  $n/(n+1)$ . Con esta consideración se han acertado las unidades y el pensamiento no se modifica cuando se multiplica cada número por una frecuencia base común, por ejemplo de 10 MHz. La unidad de base de tiempo hace posible ya de manera barata para los instantes de emisión reales, con circuitos o soluciones de software sencillos, una trama de tiempo que es también más fina que la inicialmente ofrecida por el módulo digital o la trama de exploración. Los instantes de emisión pretendidos, es decir, los centros de gravedad de las distribuciones de decalaje, refinan aún más esta trama de tiempo y conducen especialmente a un múltiplo de resolución.

La unidad de base de tiempo está concebida preferiblemente para derivar la primera frecuencia y la segunda frecuencia a partir de una cadencia patrón que determina también el instante de referencia, y para sincronizar regularmente la primera frecuencia y la segunda frecuencia con la cadencia patrón. Es necesario así solamente un emisor de cadencia estable y las dos frecuencias pueden diver-

gir una de otra como máximo en la medida de la ventana de sincronización. Se puede efectuar la sincronización cada vez que los periodos tengan que coincidir teóricamente, es decir, en el ejemplo de 400 MHz y 410 MHz cada 100 ns, o solamente cada enésima vez, es decir, en múltiplos de 100 ns.

5           La unidad de base de tiempo presenta preferiblemente un primer PLL con un primer divisor de la cadencia patrón para la primera frecuencia y un segundo PLL con un segundo divisor de la cadencia patrón para la segunda frecuencia, eligiéndose especialmente el primer divisor y el segundo divisor de modo que se origine un periodo de diferencia lo más pequeño posible en el rango de algunos  
10           centenares, algunas decenas o algunos picosegundos. Un ejemplo numérico es una cadencia patrón de 10 MHz y un par de divisores 40/41. Según la estabilidad de los PLLs y las consignas de los módulos digitales empleados, pueden estar previstos divisores más grandes y, por tanto, posibilidades de ajuste más cortas. Los dos divisores deberán ser extraños entre ellos y preferiblemente deberán  
15           cumplir la relación de  $n$  y  $n+1$ . Una elección no extraña entre los divisores no conduce a ninguna mejora, por ejemplo en el caso de 5 y 10, o bien conduce a una mejora que no se agota óptimamente, por ejemplo en el caso de 42 y 40.

          La unidad de evaluación y/o la unidad de base de tiempo está implementada preferiblemente sobre un módulo lógico digital, especialmente un FPGA  
20           (Field Programmable Gate Array = agrupación ordenada de puertas programables de campo), un PLD (Programmable Logic Device = dispositivo lógico programable), un ASIC (Application-Specific Integrated Circuit (circuito integrado para aplicaciones específicas) o un DSP (Digital Signal Processor = procesador de señales digitales). Tales módulos digitales hacen posibles una evaluación adaptada a  
25           la aplicación y una sencilla generación de las dos frecuencias necesarias, por ejemplo cuando el FPGA trae ya consigo PLLs con divisores ajustables.

          La unidad de base de tiempo presenta preferiblemente un primer contador y un segundo contador para contar los periodos completos de la primera y la segunda frecuencias, respectivamente, presentando los contadores especialmente  
30           unos registros de desplazamiento disparados y estando concebida la unidad de base de tiempo para generar el desplazamiento temporal como intervalo de tiempo entre el enésimo periodo de la primera frecuencia y el emésimo periodo de la segunda frecuencia. Una parejita de periodos determinados de las dos frecuencias suministra incrementos de tiempo por debajo de una trama de tiempo prefijada por la exploración. Si las frecuencias satisfacen la relación  $n$ ,  $n+1$  anteriormen-  
35

te citada, la clasificación es entonces más sencilla. Es suficiente que estén disponibles pequeños pares para llenar un periodo de exploración, ya que se pueden generar entonces tiempos mayores por adición de periodos de exploración completos. Sin embargo, como alternativa, se pueden evaluar también pares pequeños hasta más allá de un periodo de exploración. Con cada sincronización o cada

5  
énesima sincronización se reponen de manera correspondiente los contadores.

La unidad de base de tiempo está concebida preferiblemente para prolongar el desplazamiento temporal con periodos de la primera frecuencia, la segunda frecuencia o la cadencia patrón. Se pueden generar así desplazamientos temporales de cualquier longitud que se desee.

10

Según la etapa más fina anteriormente citada, que puede utilizarse acumulativa o alternativamente a la unidad de base de tiempo, se ha previsto también preferiblemente una unidad de ajuste fino del tiempo de emisión que está concebida para desplazar en la medida de un decalaje el respectivo instante de emisión dentro de los periodos de medida, formando los decalajes una distribución cuyo centro de gravedad forma un instante de emisión pretendido y que puede elegirse con una resolución temporal que sea mejor que tanto el periodo de exploración como el periodo de diferencia, especialmente con una resolución temporal de menos de 10 picosegundos o incluso menos de 1 picosegundos.

15

No se refina aquí aún más la trama de tiempo discreta, sino que, a pesar de una trama de tiempo existente, se incrementa la resolución temporal hasta más allá de la resolución de dicha trama. La trama de tiempo refinada por la unidad de base de tiempo para los instantes de emisión reales forma aquí una posición de partida especialmente buena. La posición temporal de las señales luminosas emitidas no es mejorada entonces ciertamente para el tiro individual con respecto a la trama de tiempo, pero sí se mejora mucho para un grupo de tiros individuales. El instante de emisión pretendido, es decir, en último término una fase del grupo de tiros individuales, se consigue por medio de recuentos de segmentos de señal y así, en el fondo, por medio de un centro de gravedad ajustado a través de una información de amplitud estadística. Los grados de libertad para la posición del centro de gravedad son nuevamente ilimitados en principio, dado que dependen solamente del número de repeticiones, es decir, de la multitud de periodos de medida. Se compensa así la precisión temporal con el tiempo de reacción, no desempeñando esto papel alguno para la mayoría de las aplicaciones, puesto que se efectúa ya un número suficiente de repeticiones en un tiempo muy

20

25

30

35

corto, de modo que la zona de vigilancia o el objetivo puede seguirse suponiendo como cuasiestático. Por tanto, se superan los límites técnicos para el ajuste del instante de emisión real de cada señal luminosa individual. El instante de emisión eficaz puede elegirse con prácticamente cualquier precisión y hace posible así una precisión de medida muy alta. Los tiempos de emisión pretendidos no dependen de una trama de tiempo de digitalización o de una cadencia de trabajo de un módulo digital ni tampoco dependen del desplazamiento más pequeño posible para el instante de emisión. La precisión conseguida en el rango de picosegundos o incluso por debajo de éste no puede conseguirse para la propia exploración o solo puede conseguirse con un coste muy grande. Esta forma de realización hace posible en último término, con una programación experta de un módulo digital, es decir, con una solución muy barata, prescindir de un hardware tan complicado o incluso superar los límites de tal hardware.

Es de subrayar a este respecto que los instantes de emisión no han de entenderse en ningún caso como absolutos, sino como relativos al instante de recepción. Por tanto, es enteramente posible considerar la situación desde otra perspectiva y hablar en cada caso de instantes de recepción desplazados o de un ajuste fino del instante de recepción. Esto no se diferencia lingüísticamente en lo que sigue ni en las reivindicaciones. En particular, el intervalo entre instante de emisión y instante de recepción puede ser desplazado en cada caso temporalmente como un todo sin que ello tenga repercusiones sobre el resultado de medida. En consecuencia, con retardo del tiempo de emisión no se quiere dar a entender un desplazamiento común de esta clase del instante de emisión y el instante de recepción, sino que éste puede producirse siempre adicionalmente como una opción. Análogamente, con términos tales como decalaje o retardo de tiempo de emisión quedan abarcados desplazamientos sobre el eje de tiempo tanto en dirección positiva como en dirección negativa.

La distribución de los decalajes se prefija preferiblemente de manera unimodal, especialmente según una función triangular, parabólica o gaussiana, estando prevista una memoria en la que se ha depositado para la unidad de ajuste fino del tiempo de emisión una tabla que contiene una distribución de decalajes correspondiente para un gran número de incrementos de tiempo, especialmente una respectiva distribución de decalajes para incrementos de tiempo uniformemente distribuidos. Tales distribuciones tienen un centro de gravedad especialmente marcado y, por tanto, presentan una alta precisión temporal. La distribu-

ción está formada aquí por algunos sitios de apoyo, que corresponden a instantes de emisión reales, y recuentos correspondientes, es decir, repeticiones para precisamente este decalaje y, por tanto, en último término informaciones de amplitud. Las funciones indicadas forman aquí una curva envolvente sobre los segmentos de señal. El número de sitios de apoyo deberá elegirse según un compromiso entre una distribución lo más estrecha posible y una reproducción suficientemente exacta del centro de gravedad y de la curva envolvente, es decir, por ejemplo, 3 a 11 sitios de apoyo o de manera especialmente preferida 5 a 7. En principio, el centro de gravedad perfectamente definido es aquí más importante que la reproducción fiel de la curva envolvente, de modo que se tienen en cuenta errores de discretación para la prefijación de la distribución, preferiblemente a costa de la forma y no del centro de gravedad.

Es especialmente ventajosa una distribución de forma gaussiana, ya que ésta no solo tiene un centro de gravedad bien definido, sino que también es robusta frente a variaciones cíclicas. Por el contrario, es incluso deseable una variación cíclica debido a fluctuaciones en la luz ambiental o tolerancias de la electrónica. Se incrustan así uno en otro los sitios de apoyo discretos en la distribución y, por tanto, la multitud de impulsos luminosos emitidos no solo forma una aproximación discreta a una curva de Gauss, sino que define incluso una curva de Gauss casi continua. Si se supone que la variación cíclica corresponde a ruido blanco, es posible que se distorsione así algo la curva de Gauss, pero ésta conserva sus propiedades esenciales.

La tabla empleada es, en rigor, una tabla de tablas: Para cada incremento de tiempo ajustable por distribuciones se ha depositado una tabla propia, concretamente con los recuentos necesarios para los sitios de apoyo que así indique la distribución. Para cada una de estas distribuciones individuales rige lo dicho anteriormente en el sentido de que el centro de gravedad perfectamente definido correspondiente al incremento de tiempo es más importante que la reproducción fiel de la curva envolvente, puesto que un centro de gravedad desplazado introduciría ya un error de medida condicionado por el principio de construcción. Con ayuda de la tabla se puede desplazar el instante de emisión a voluntad en una medida igual al incremento de tiempo. Es suficiente a este respecto que la tabla contenga entradas hasta el siguiente periodo más basto, es decir, hasta los instantes de emisión reales ajustables, pero, en principio, puede comprender también más entradas.

En un perfeccionamiento ventajoso se ha previsto una unidad de determinación de nivel que está concebida para aprovechar la superficie de la señal de recepción acumuladamente registrada en el histograma como medida del nivel, especialmente por formación de la suma de los valores absolutos sobre los segmentos de señal después de que previamente se haya retirado el nivel de ruido de cada segmento de señal. El nivel de ruido se puede determinar, por ejemplo, como valor medio de todos los segmentos de señal. La suma total de la señal de recepción no se forma necesariamente por medio del histograma completo, sino que se forma también solamente sobre el intervalo de tiempo en el que está situada la señal de recepción. Esta es la mejor medida, ya que, en caso contrario, se incorporan en la medición del nivel las fluctuaciones originadas por el ruido. Recíprocamente, el nivel de ruido no se forma tampoco sobre todos los segmentos de señal, sino sobre los segmentos situados fuera del intervalo de la señal de recepción, preferiblemente en el intervalo no ópticamente visible.

La unidad de evaluación está concebida preferiblemente para una corrección de distancia que compense un desplazamiento dependiente de la remisión a consecuencia de la medición del nivel. La corrección dependiente de la remisión o corrección negro-blanco necesaria para ello, es decir, la relación que indica para cada nivel un factor de corrección del tiempo de propagación de la luz, puede aprenderse de antemano y depositarse como tabla o función de corrección. La medición de nivel se puede evaluar también para comprobar el estado de los componentes ópticos, por ejemplo el reglaje, los ensuciamientos o la intensidad de la luz de emisión.

La unidad de evaluación está concebida también preferiblemente para una codificación temporal en la que los instantes de emisión son solicitados con un decalaje de codificación adicional y éste se retira nuevamente para realizar la evaluación, especialmente mediante una medición aleatorizada o determinista de la distribución o un desplazamiento adicional del centro de gravedad. Tales codificaciones sirven para diferenciar la señal luminosa emitida respecto de luz perturbadora, pudiendo ser también la luz perturbadora un reflejo posterior de un impulso luminoso autoemitido o de un sensor de la misma construcción. Mediante un salto deliberado y compensable en la evaluación sobre el eje del tiempo o “movadura” se enmascaran tales agentes perturbadores y estos no destacan o al menos destacan menos fuertemente con respecto al nivel de ruido. Como alternativa o adicionalmente, se puede codificar también la propia forma de señal, es decir, la

forma de cada señal luminosa individual, para reconocer nuevamente la señal luminosa propia durante la recepción.

El procedimiento según la invención puede configurarse de manera semejante con ayuda de otras medidas y muestra entonces ventajas semejantes. Tales características adicionales se han descrito a título de ejemplo, pero no exhaustivamente, en las reivindicaciones subordinadas que siguen a las reivindicaciones independientes.

A continuación, se explica también la invención respecto de otras ventajas y características haciendo referencia a los dibujos adjuntos y ayudándose de ejemplos de realización. Las figuras de los dibujos muestran en:

La figura 1, una representación de bloques esquemática y simplificada de un sensor optoelectrónico medidor de distancias según la invención;

La figura 2, un esquema de bloques del sensor según la figura 1 con representación de otros elementos;

La figura 3, una representación esquemática de las señales en estadios de procesamiento diferentes para explicar el procedimiento de evaluación;

La figura 4, una representación general de los distintos bloques de procesamiento para la evaluación de señales digitales;

La figura 5, un diagrama de bloques para generar una base de tiempo de alta resolución;

La figura 6, evoluciones de señales esquemáticas para explicar la generación de la base de tiempo;

La figura 7, una representación esquemática del patrón de emisión para aumentar la resolución;

La figura 8, una representación según la figura 7 para explicar la generación de incrementos de tiempo de alta resolución;

La figura 9, una representación de los intervalos de tiempo y del instante de observación al cual se regula la recepción de las señales luminosas;

La figura 10, una representación análoga a la figura 3 para explicar adicionalmente la regulación según la figura 9;

La figura 11, una representación esquemática para explicar un agente de vigilancia de rango superior sobre el intervalo de tiempo de regulación correcto en el que se cambia el instante de observación;

La figura 12, una representación según la figura 11 con ejemplos de señales perturbadoras en las que no se cambia el agente de vigilancia;

La figura 13, una representación de una señal de recepción para explicar una medición de nivel; y

La figura 14, una representación esquemática de una codificación del patrón de emisión para realizar una ampliación del campo de medida y/o una asignación segura de la señal de emisión a la señal de recepción.

La figura 1 muestra un medidor de distancia o sensor optoelectrónico 10 representado en forma muy simplificada que emite a través de un emisor de luz 12 un impulso luminoso hacia un reflector o un objeto diana reflectante 14. El rayo de luz allí reflejado o remitido retorna a un receptor de luz 16 que rodea al emisor de luz 12. Dado que el rayo de luz se ensancha en su recorrido, el emisor de luz 12 cubre solo una parte pequeña e insignificante de la luz reflejada. Como es natural, pueden utilizarse también alternativamente otras soluciones conocidas, como autocolimación, por ejemplo con un divisor de haz y una óptica común, o división de pupila, en donde estén previstas dos ópticas separadas y el emisor de luz y el receptor de luz se dispongan uno al lado de otro.

El emisor de luz 12 y el receptor de luz 16 son activados y evaluados por un controlador 18. El controlador 18 induce al emisor de luz 12 a emitir impulsos luminosos individuales en un momento conocido. Se explica detalladamente más abajo la forma en que se consigue el retardo necesario del tiempo de emisión. El controlador 18 determina el instante de recepción del impulso luminoso en el receptor de luz 16 de una manera que también se explicará. A partir del instante de recepción, se calcula con el instante de emisión conocido el tiempo de propagación de la luz, que corresponde a su vez, sobre la base de la velocidad de la luz, a la distancia del objeto diana 14.

Para el sensor 10 son posibles al menos dos modos: En un modo se mide en términos absolutos el tiempo de propagación de la luz y, por tanto, la distancia. En otro modo se toma conocimiento de una distancia determinada, por ejemplo a una diana cooperante fija, y se vigila si se modifica la distancia de ésta.

El sensor 10 puede ser un palpador o un medidor de distancia optoelectrónico. Aparte de una medición de distancia propiamente dicha, en la que se capta un valor absoluto para una distancia a un objeto 14, es imaginable también la vigilancia de una distancia aprendida, por ejemplo a una diana cooperante fija 14, sobre la base de variaciones de la distancia aprendida. Otra forma de realización es una barrera óptica de reflexión, es decir, una barrera óptica con un emisor de luz y un reflector opuesto, detectándose una interrupción del rayo allí reflejado.

Midiendo la distancia o la variación de la distancia de este reflector se puede vigilar si el reflector está todavía en el lugar esperado. Todos los sensores citados pueden emitir o indicar un valor de distancia o bien pueden trabajar como interruptores, a cuyo fin se dispara un evento de conmutación al detectarse un objeto a una distancia determinada o al producirse una desviación respecto de una distancia esperada. Se pueden combinar varios sensores 10, por ejemplo para formar una rejilla luminosa de medición de distancia o de vigilancia de distancia. Son imaginables también sistemas móviles en los que el sensor 10 esté montado en forma móvil, o sistemas escaneadores en los que el impulso luminoso emitido barra con una unidad de deflexión una línea de vigilancia o una superficie de vigilancia, pudiendo ser la unidad de deflexión un espejo giratorio o una rueda de espejos poligonales.

Otros detalles del sensor 10 se muestran en la figura 10. Aquí, al igual que en lo que sigue, los mismos símbolos de referencia designan las mismas características. Como emisor de luz está representado aquí a título de ejemplo un diodo de láser 12. Entran en consideraciones fuentes de luz láser 14 de cualquier clase, por ejemplo emisores de cantos o VCELS (Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser = láser emisor de superficie con cavidad vertical), y en principio son adecuadas también otras fuentes de luz como LEDs, siempre que puedan generar señales suficientemente nítidas en el tiempo. El receptor se muestra de manera correspondiente como un fotodiodo 16, siendo imaginable también la utilización de un PSD (diodo sensible a la posición) o una fila o matriz de elementos receptores de luz, como, por ejemplo, un chip CMOS, es decir, en general cualquier receptor que pueda transformar una señal luminosa en una señal eléctrica.

El controlador está implementado en la forma de realización descrita según la invención sobre un FPGA 18 (Field Programmable Gate Array = agrupación ordenada de puertas programables de campo). En la introducción de la descripción se han citado ya en forma no exhaustiva módulos digitales alternativos. El controlador 18 presenta un dispositivo 20 de ajuste del instante de emisión y una unidad de evaluación 22 propiamente dicha. Los terminales del FPGA 18 están realizados en forma diferencial para poder transmitir las señales con menos perturbaciones. El objeto diana 14 está más alejado habitualmente en la escala de la figura 2, tal como se ha insinuado mediante líneas quebradas 24.

El sensor 10 tiene una vía de emisión a la que, aparte del emisor de luz 16 propiamente dicho, pertenecen todavía un excitador de láser 26 y un dispositivo

de retardo 20, así como una vía de recepción a la que pertenece el fotodiodo 12, el cual alimenta la señal de recepción digitalizada a la unidad de evaluación 22 a través de un procesador previo analógico 28.

El procesador previo analógico 28 forma una vía de procesamiento de varias etapas. Esta comienza con un amplificador 30, por ejemplo un amplificador de transimpedancia, que acoge y amplifica la señal del fotodiodo 16. Un filtro postpuesto 32, que puede ser, por ejemplo, un filtro pasabajos o un diferenciador, convierte la señal luminosa unipolar en una señal bipolar. Como siguiente etapa de procesamiento previo está previsto un amplificador de limitación 34 que amplifica y recorta seguidamente la amplitud hasta que la señal de impulso luminoso sea un impulso rectangular llevado a saturación. Esta señal se alimenta como última etapa de procesamiento previo a un convertidor A/D 36, especialmente un binarizador, que no convierte la amplitud en un valor numérico digital, sino únicamente en un valor binario. El convertidor A/D 36 no es preferiblemente un módulo propio, sino que está materializado por las entradas del FPGA 18 con unas sencillas redes R o RC analógicas antepuestas.

Se describe ahora con ayuda de la figura 3 la vía de señal y de evaluación en el sensor 10 a través de los componentes que se acaban de describir. Se ha previsto aquí preferiblemente una evaluación estadística de un gran número de mediciones individuales, ya que las señales de cada medición individual están demasiado fuertemente afectadas de ruido para poder determinar instantes de recepción fiables.

El emisor de luz 16 genera en cada periodo de medida 100 un respectivo impulso luminoso que hace posible la determinación de un instante preciso. Como se explica todavía más adelante, el controlador 18 diferencia un intervalo de tiempo de regulación que comprende solamente una parte del periodo de medida y que corresponde, por ejemplo, a un metro del trayecto de medida. Como señal luminosa es adecuado un impulso rectangular, pero son imaginables también otros impulsos, como, por ejemplo, impulsos gaussianos, señales multimodales, por ejemplo para la asignación codificada de cada señal, y también etapas. Todas estas formas de señal se denominan en lo que sigue solamente con el término de impulso luminoso.

El impulso luminoso es reflejado o remitido en el objeto diana 14, en el campo de vigilancia del sensor 10, y es convertido entonces en una señal eléctrica en el receptor de luz 12. A continuación, se amplifica la señal eléctrica en el

amplificador 30. La señal eléctrica amplificada obtenida 102 se representa en forma idealizada; en condiciones realistas, el impulso luminoso recibido 102 no sería un rectángulo limpio, sino que mostraría transitorios en los flancos y en conjunto tendría ruido.

5 El impulso luminoso amplificado eléctricamente recibido es siempre una señal unipolar debido a la naturaleza de la luz. En el filtro 32 se le convierte en una señal bipolar 104. Esto puede realizarse con un filtro pasabanda, pero la evolución de señal generada 104 corresponde al menos aproximadamente a la derivada extendida de la señal amplificada 102. En la figura 2 se representan, aparte  
10 de la señal bipolar 104, unos rectángulos grises que pretenden simbolizar el nivel de ruido. El nivel de ruido puede sobrepasar en la práctica la amplitud de la señal amplificada 102. Asimismo, se representa solamente una oscilación sinusoidal de la señal bipolar 104. En aras de una representación simplificada, se han suprimido las oscilaciones posteriores, es decir, periodos sinusoidales adicionales con  
15 amplitud crecientemente atenuada. Por supuesto, tampoco es de esperar siempre un seno puro, sino una curva con máximo y mínimo.

En el amplificador de limitación 34 se amplifica y recorta la señal bipolar 104 hasta que la señal propiamente dicha pase a ser un flanco rectangular 106 y el nivel de ruido representado por rectángulos grises se extienda en su amplitud  
20 sobre todo el campo dinámico.

El flanco rectangular 106 es explorado en el binarizador 36 con una tasa de exploración de, por ejemplo, 2,5 ns. Esta tasa de exploración está simbolizada en la figura 3 con flechas 108. La secuencia de bits producida, con los valores numéricos indicados de 1 bit por 2,5 ns, se emplea en la unidad de evaluación 22  
25 para formar un histograma 110. Se ha previsto a este fin para cada segmento de señal un acumulador que se cuenta hacia arriba solamente con un valor de bit correspondiente "1". A diferencia de lo representado, la exploración no está limitada necesariamente al intervalo de tiempo de regulación 101.

En señales ideales no afectadas de ruido se llenaría en este histograma  
30 110 solamente el segmento de señal sobre el cual se encuentra el flanco rectangular 106. Sin embargo, el nivel de ruido elevado por el amplificador de limitación 34 llena también los restantes segmentos de señal, concretamente a causa de la aleatoriedad del ruido en el valor esperado, por ejemplo en cada segundo periodo de medida 100.

35 Si se itera el procedimiento que se acaba de describir y se forma el histo-

grama 108 sobre  $k$  periodos de medida 100, los segmentos de señal se llenan entonces del ruido con aproximadamente el valor  $k/2$ , añadiéndose a esto fluctuaciones estadísticas. Este valor  $k/2$  corresponde al valor de señal cero debido a la binarización. Se destaca de esto hacia arriba el máximo formado por la parte positiva de la señal bipolar 104 y hacia abajo el mínimo correspondiente. Junto con las oscilaciones posteriores no representadas, el histograma muestra en el intervalo de tiempo de la señal de recepción una evaluación característica cuya signatura emplea la unidad de evaluación 22 para determinar el instante de recepción. La evaluación estadística de un gran número de mediciones individuales hace esto posible incluso aunque la medición individual en un periodo de medida 100 no admita una determinación de distancia fiable a causa de porciones de ruido demasiado altas.

A causa de la tasa de exploración limitada, que se ha indicado a título de ejemplo con 2,5 ns, no es suficiente buscar directamente la señal de recepción en el histograma 110, ya que la resolución temporal sería demasiado pequeña. La figura 4 muestra una representación general del modo de proceder según la invención para mejorar la resolución temporal bastante más allá de la precisión de una trama de tiempo prefijada, por ejemplo, por un FPGA o un convertidor A/D. En la vista general de la figura 4 se muestran aquí un gran número de pasos concatenados uno con otro. En esta combinación se consigue la mejor prestación total. Sin embargo, no es forzosamente necesario implementar al mismo tiempo todos los pasos. Una selección parcial incrementa ya también la exactitud de medida con respecto a sistemas convencionales. Los distintos pasos según la vista general de la figura 4 se explican seguidamente con más detalle ayudándose de otras figuras.

El dispositivo 20 de ajuste del instante de emisión presenta una unidad de base de tiempo 38 que proporciona una base de tiempo de alta resolución con un procedimiento que se basa en dos frecuencias. La base de tiempo puede aprovecharse para retardar la emisión de impulsos luminosos con una precisión netamente mayor que con múltiplos de 2,5 ns, por ejemplo con múltiplos de 60,975 ps.

Asimismo, el dispositivo 20 de ajuste del tiempo de emisión presenta una unidad 40 de ajuste fino del tiempo de emisión en la que se forma por medio de una gran número de mediciones individuales un patrón de emisión, por ejemplo de forma gaussiana, para refinar teóricamente a voluntad un retardo efectivamen-

te actuante del tiempo de emisión por medio del centro de gravedad del patrón de recepción correspondiente con respecto a los instantes de emisión físicos posibles. Por tanto, la unidad de base de tiempo 48 varía directamente la resolución, la cual es refinada indirectamente en mayor medida por la unidad 40 de ajuste fino del tiempo de emisión a través de un desplazamiento estadístico del centro de gravedad.

5 Los impulsos luminosos conducidos sobre el trayecto de medida a través de una trama de tiempo altamente resuelta de esta clase son recibidos y digitalizados en el convertidor A/D 36. A continuación, se efectúa en una unidad de histograma 42 la evaluación del histograma explicada con relación a la figura 3.

10 La determinación de distancia propiamente dicha se efectúa en un regulador/agente 44 y no se basa en una exploración directa, sino en un principio de rastreo según técnicas de regulación para aprovechar efectivamente la resolución temporal generada. Los parámetros de regulación tienen que estar entonces, por un lado, dimensionados de modo que se satisfagan criterios de estabilidad requeridos y el sensor 10 siga siendo robusto frente a influencias perturbadoras, por ejemplo producidas por más reflejos o por compatibilidad electromagnética. Sin embargo esto, por otro lado, trae consigo una agilidad demasiado pequeña de un regulador clásico, que ya no podría reaccionar sin umbral a un auténtico cambio de diana. Por este motivo, la invención prevé vigilar continuamente el regulador en segundo plano por medio de un agente. El agente evalúa regularmente todo el campo de trabajo del sensor 10 y controla el regulador durante un cambio de diana para llevarlo al intervalo de tiempo de regulación correcto 101, es decir, al rango de tiempo de la posición diana.

25 En una unidad de determinación de nivel 46 se pueden evaluar los histogramas 110 para una medición de nivel de alta resolución. Se puede prescindir así de elementos analógicos adicionales usualmente utilizados. Además, la determinación de nivel es muy precisa, especialmente en combinación con el principio de regulación. Se puede emitir el nivel, pero también se le puede aprovechar para una corrección de la medición de distancia.

30 Los impulsos de emisión pueden emitirse en forma codificada sobre el eje de tiempo en una unidad de codificación 48 para hacer posible una asignación unívoca de un impulso de emisión a un impulso de recepción. Estos impulsos son codificados después en una unidad descodificadora 46 que, por simplificación, se ha combinado en la figura 4 con la unidad de determinación de nivel. Con una

35

codificación del patrón de emisión se puede conseguir, por ejemplo, suprimir impulsos de recepción del segundo plano, es decir, aquellos impulsos que se reciben por fuera del rango de medida después de transcurrido el periodo de medida expresamente asignado 100. Otra posibilidad de confusión, que se impide con la codificación, son impulsos luminosos de sistemas de la misma construcción. El patrón de emisión de forma gaussiana no es emitido y recibido entonces en su secuencia natural, sino en una secuencia aleatorizada. La unidad descodificadora 46 conoce la clave de aleatorización y puede ser recodificada con ella. Sobre la vía de señales luminosas pueden estar de camino así al mismo tiempo varias 5  
10  
15  
20  
25  
30  
35  
signaturas de código, ya que los diferentes tramos del trayecto están identificados por la codificación y, por tanto, son unívocos.

Con ayuda de las figuras 5 y 6 se explica ahora con más detalle el procedimiento con el cual la unidad de base de tiempo 30 proporciona incrementos de tiempo con independencia de la tasa de exploración de 2,5 ns, por ejemplo en una trama de tiempo de 60,975 ps.

A partir de una cadencia maestra 50 de 10 MHz se genera en un primer PLL 52 (Phase-locked Loop = bucle bloqueado en fase) y un segundo PLL 54 una cadencia dividida como múltiplo de la cadencia patrón 50 de  $f_1 = 400$  MHz o  $f_2 = 410$  MHz. La unidad de base de tiempo 38 obtiene las dos frecuencias de los PLLs 52, 54 y recibe también, para la sincronización, la propia cadencia maestra 50. Las frecuencias se conexionan en la unidad de base de tiempo 38 de modo que su desviación de fase pueda ser aprovechada para la generación reproducible de incrementos de tiempo. La frecuencia de 400 MHz del primer PLL 52 sirve al mismo tiempo como tasa de exploración para el convertidor A/D 36. Como puede verse en la figura 6, los periodos de las dos frecuencias diferentes de 400 MHz y 410 MHz divergen crecientemente uno de otro y se vuelven a encontrar después de un periodo de la cadencia maestra 50 de 100 ns. En este instante se efectúa cada vez una sincronización al flanco ascendente o descendente teóricamente simultaneo para que se compense una eventual divergencia de los PLLs 52, 54 y la cadencia maestra 50. La figura 6 se ha simplificado y muestra solamente 10 u 11 periodos en lugar de los 40 ó 41 periodos propiamente necesarios.

Los PLLs 52, 54 son proporcionados preferiblemente por el FPGA 18. Sin embargo, las dos frecuencias pueden ser generadas también por medios distintos de los PLLs. Por supuesto, están comprendidas una frecuencia maestra diferente de 10 MHz y otra frecuencia distinta de los ejemplos de frecuencia  $f_1 = 400$  MHz

y  $f_2 = 410$  MHz de la invención, encontrando la elección una compensación entre estabilidad de la frecuencia derivada generada y un periodo de diferencia lo más corto posible. Las tramas de tiempo en el rango de picosegundos y más bajos se pueden conseguir al menos en principio por medio de esta elección.

5            Los periodos de las frecuencias derivadas  $f_1$  y  $f_2$  son recontados en registros de desplazamiento disparados por estas frecuencias, de modo que, como se representa en la figura 6, es conocido de la unidad de base de tiempo 38 el periodo al que pertenece un flanco. Entre el respectivo  $i^{\circ}$  periodo de  $f_1$  y  $f_2$  se forma una diferencia de fase creciente que, después de un periodo completo de la cadencia maestra 50, resulta justamente tan grande que el  $41^{\circ}$  periodo de  $f_2$  viene a coincidir simultáneamente con el  $40^{\circ}$  periodo de  $f_1$ . Estas diferencias están disponibles en forma de incrementos de tiempo o presupuestos de tiempo como un múltiplo del periodo de diferencia  $\Delta T = 1/f_1 - 1/f_2 = 60,975$  ps. Se alude aquí una vez más a los números 10 y 11 de la figura 6, que son diferentes con respecto a  
10            la representación simplificada.

15            La unidad de base de tiempo 38 selecciona ahora cada vez una parejita del  $n^{\circ}$  periodo de la frecuencia  $f_2$  y el  $m^{\circ}$  periodo de la frecuencia  $f_1$  para generar múltiplos de todo tipo del periodo de diferencia. Cada parejita tiene una posición fija con relación a la cadencia maestra 50. Por ejemplo,  $n = 2$  y  $m = 6$  corresponden a un intervalo de tiempo de  $4/f_2 + 6\Delta T$ , en donde se cumple que  $1/f_2 = 41\Delta T$ . Se añaden entonces al cómputo periodos completos de la cadencia maestra para llenar los periodos de medida 100 de  $1 \mu s$ , por ejemplo mediante una unidad de control de rango superior que enmascara la temporización y que está sujeta a la cadencia maestra. Con cada sincronización se reponen entonces los contadores  
20            después de 100 ns, de modo que comienza de nuevo la numeración de las parejitas. Siempre que los periodos de  $f_1$  y  $f_2$  se sigan contando en el instante de sincronización después de 100 ns, las parejitas pueden establecer alternativamente también en forma directa unos intervalos de tiempo más largos que 100 ns. Para poder desacoplar las parejitas de manera definida, las dos frecuencias derivadas  
25             $f_1$  y  $f_2$  deberán tener un acoplamiento rígido con la cadencia maestra, tal como esto es proporcionado por PLLs.

30            Por tanto, debido a las dos frecuencias derivadas  $f_1$  y  $f_2$  está disponible una base de tiempo que es sensiblemente más fina que la trama de exploración. El instante de emisión real puede ser retardado así con respecto a un tiempo de  
35            referencia en múltiplos del periodo de diferencia o bien un elemento de la parejita

define el instante de emisión y el otro define el instante para iniciar el registro estadístico del patrón de recepción en la unidad de histograma 42. Por tanto, existe un decalaje temporal entre el instante de emisión y el instante de recepción, que es independiente de la trama de exploración con los lentos 2,5 ns. La unidad de base de tiempo 30 puede trabajar completamente dentro del FPGA 18 y, por este motivo, puede ser implementada de manera sencilla y es poco propensa a averías.

El incremento de tiempo disponible por la unidad de base de tiempo 38 se ha determinado, además, en forma discreta y por medio de la elección de las frecuencias. Por tanto, la precisión de una medición individual dentro de un periodo de medida 100 está limitada en primer lugar por el periodo de diferencia de las frecuencias elegidas.

Las figuras 7 y 8 ilustran un procedimiento de aumento de la resolución temporal para un gran número de mediciones individuales por medio del dispositivo 40 de ajuste fino del tiempo de emisión. Se varía aquí en las repeticiones, en otros periodos de medida 100, el instante de emisión con ayuda de una distribución. Según una curva envolvente 56, se prefijan las frecuencias correspondientes en los sitios de apoyo discretos 58 que se han fijado por medio de los instantes de emisión discretos físicamente posibles. El centro de gravedad de esta distribución determina el instante de emisión efectivamente operativo que es decisivo para toda la evaluación estadística del histograma 110 después de k periodos de medida 100.

Sin embargo, este centro de gravedad no está ligado ahora a los propios instantes de emisión o puntos de apoyo físicos discretos 58. Eligiendo otra distribución 60, es decir, otras reiteraciones 62 en los mismos puntos de apoyo discretos, se puede elegir el instante de emisión efectivamente operativo con una precisión incrementable teóricamente a voluntad incluso entre los puntos de apoyo discretos 58. En la figura 7 los puntos de apoyo 58 representados a rayas de una distribución 56 se muestran ligeramente decalados con respecto a los sitios de apoyo 62 representados a puntos de la otra distribución 60. Esto sirve solamente para fines de ilustración, ya que ciertamente los sitios de apoyo están ligados cada uno de ellos a los mismos instantes de emisión discretos físicamente posibles. La rejilla de sitios de apoyo puede interpretarse como posibles decalajes con respecto a un instante de referencia y, por tanto, las reiteraciones puede interpretarse como distribución de decalajes.

La figura 8 ilustra cómo pueden definirse de esta manera incrementos de tiempo finos. En el tercio izquierdo de la figura 8 se representa la posición de partida para un incremento de tiempo  $\Delta t_0 = 0$ , en la que las mediciones individuales mostradas como bloques 64 forman una distribución cuyo tiempo de centro de gravedad  $t_{CoM}$  coincide justamente con el tiempo de referencia  $t_{ref}$ . En rigor, no es necesario trabajar ya aquí en absoluto con una distribución, ya que el tiempo del centro de gravedad  $t_{CoM}$  podría alcanzarse también directamente por medio de la trama de tiempo discreta.

Para el siguiente incremento de tiempo se elige ahora una distribución cuyo centro de gravedad está un poco desplazado, tal como se muestra en el tercio central y en el tercio derecho de la figura 8. Se realizan para ello algunas mediciones individuales con otros decalajes. Por ejemplo, como se insinúa con flechas 66, se desplazan cada vez tres mediciones individuales hacia la derecha. Por supuesto, es imaginable elegir un número distinto de tres, fijando solamente una medición individual desplazada el incremento de tiempo más pequeño posible. Si se varía el número de un paso a otro, la rejilla de tiempo obtenida es entonces irregular.

Análogamente, se puede indicar un gran número de divisiones en el que el tiempo del centro de gravedad  $t_{CoM}$  se desplaza cada vez crecientemente en  $\Delta t_1$ ,  $\Delta t_2$ , ... con respecto al tiempo de referencia  $t_{ref}$ . Con una tabla de tales distribuciones que llene el intervalo entre dos sitios de apoyo se afina así la trama de tiempo discreta de los sitios de apoyo por medio de las distribuciones y los tiempos de centro de gravedad  $t_{CoM}$  correspondientes. La unidad 40 de ajuste fino del tiempo de emisión puede acceder a esta tabla para entregar un patrón de emisión con un incremento de tiempo deseado y conseguir así un instante de emisión deseado o efectivamente operativo con independencia de los sitios de apoyo discretos.

La distribución que fija por medio de la curva envolvente 56, 60 deberá tener más masa en las proximidades del centro de gravedad. Por tanto, se prefieren distribuciones unimodales, por ejemplo triángulos, parábolas o una curva gaussiana, que tengan también cada una de ellas una pequeña desviación estándar para que la base de medida no resulte demasiado ancha. Son suficientes ya para esto unos pocos sitios de apoyo. Por otro lado, el flanco no deberá descender con demasiada pendiente, por lo que se prefiere un perfil gaussiano.

Un cierto ruido en el sistema resulta aquí incluso provechoso para el pro-

cedimiento, ya que entonces los sitios de apoyo casi quedan enmascarados uno dentro de otro y forman una aproximación más lisa a la curva envolvente 56, 60. Un sistema completamente exento de ruido recibiría artefactos de los sitios de apoyo discretos en el patrón de recepción. Dado que en general las perturbaciones conducen aproximadamente a ruido gaussiano, se prefieren nuevamente una

5 distribución gaussiana para la curva envolvente 56, 60.

El aumento de resolución obtenible depende en último término solamente del número de mediciones individuales  $k$  que interviene en la formación del histograma 110. Cada medición adicional crea otras posibilidades sobre el modo de definir, como se ilustra en la figura 8, incrementos de tiempo adicionales. En el

10 caso de algunos centenares de repeticiones se tiene, por ejemplo, que el tiempo de reacción hasta la disponibilidad de un valor de medida de distancia sigue estando todavía en algunos centenares de periodos de medida 100, es decir, con los valores numéricos de la figura 3 en algunos centenares de  $\mu\text{s}$ . Se puede conseguir así ya un aumento de resolución de aproximadamente dos órdenes de

15 magnitud. Si la trama de tiempo discreta de los sitios de apoyo viene fijada por la unidad de base de tiempo 38, por ejemplo con 60,975 ps, se hace así posible una resolución de subpicosegundos.

A pesar de las dos posibilidades anteriormente presentadas para refinar la

20 trama de tiempo discreta, la resolución del histograma 110 sigue estando en sí limitada por la tasa de exploración del convertidor A/D 36. Para poder aprovecharse ahora plenamente del aumento de resolución no se intenta según la invención determinar el instante de recepción con alta precisión, sino que, por el contrario, se le fija de antemano como instante de observación y a continuación

25 se regula un retardo del instante de emisión hasta que el instante de recepción coincida con este instante de observación.

Las figuras 9 y 10 ilustran esta regulación. El instante de observación  $t_{\text{control}}$  se elige de antemano sobre un punto de la rejilla de exploración en algún sitio dentro del periodo de medida 100 de modo que esté situado detrás del tiempo de

30 propagación de luz a medir como máximo, por ejemplo en el centro del periodo de medida 100 en  $0,5 \mu\text{s}$  o en aproximadamente 75 metros. Frente a una referencia de tiempo común  $t_{\text{inicio}}$  se retarda el impulso luminoso en una medida igual a un retardo del tiempo de emisión con ayuda de la unidad de base de tiempo 38 y/o de la unidad 40 de ajuste fino del tiempo de emisión antes de que en un

35 instante  $t_{\text{emitir}}$  se emita realmente el impulso de emisión. Después del tiempo de pro-

pagación de la luz, que es la magnitud de medida propiamente dicha, se recibe nuevamente el impulso luminoso en un instante  $t_{\text{recibir}}$ . La tarea de la regulación consiste en regular el retardo del tiempo de emisión en un bucle de realimentación de modo que  $t_{\text{recibir}}$  coincida siempre con  $t_{\text{control}}$ , tal como se representa mediante la reagrupación de los bloques rayados 67a, b.

Se puede calcular después el tiempo de propagación de la luz por medio de una simple resta. El intervalo de tiempo  $t_{\text{control}} - t_{\text{inicio}}$  es una constante conocida seleccionada de antemano que, en el estado de oscilación estabilizada, se diferencia exactamente del tiempo de propagación de la luz en una medida igual al retardo del tiempo de emisión. Otras porciones constantes, por ejemplo tiempos de propagación de señales en la electrónica, pueden ser eliminadas por calibración o tenidas en cuenta durante el cálculo. Para estas porciones es necesaria posiblemente también una compensación de temperatura.

Para la realimentación, el regulador tiene que poder reconocer con alta exactitud si el instante de recepción  $t_{\text{recibir}}$  coincide con el instante de observación  $t_{\text{control}}$ . Esto se ilustra en la figura 10, que coincide en amplias partes con la figura 3. El instante de observación está marcado también por una flecha impresa en negrita. Como condición de transición que fija el instante de recepción se vigila el paso por cero del primer máximo al primer mínimo de la señal de recepción registrada como histograma 110. Por supuesto, se pueden evaluar también otras características, pero el primer paso por cero es el más acusado y, en contraste con los propios extremos, es ampliamente independiente del nivel.

El rectángulo rayado 70 de la figura 11 alude a la desviación correspondiente a los rectángulos rayados 67a, 67b de la figura 9 con respecto a la posición de transición ideal. Por tanto, esto es una medida de la desviación de regulación y el fundamento del cálculo de la adaptación necesaria del retardo del tiempo de emisión. Si la transición de señal  $t_{\text{recibir}}$  se encuentra en el entorno del instante de observación  $t_{\text{control}}$ , esta desviación de regulación puede ser regulada al menos en el sistema ideal por reajuste del retardo del tiempo de emisión a cero.

La regulación está digitalmente implementada en el FPGA y tiene así acceso al histograma 110. El procedimiento de regulación en sí puede comprender cualquier variante conocida, por ejemplo una regulación basada en Kalman, o bien el regulador es un regulador PI o PID.

El regulador no trabaja preferiblemente sobre todo el periodo de medida 100, sino únicamente dentro de un intervalo de tiempo de regulación 101, y para

evitar regulaciones erróneas es favorable que este intervalo sea suficientemente pequeño para no abarcar varias dianas potenciales 14. Si la transición de señal  $t_{\text{recibir}}$  no se encuentra dentro de este intervalo de tiempo de regulación 101, el regulador no puede determinar entonces la desviación de regulación 70. Por tanto, se ha previsto un agente de rango superior que busca dianas potenciales 14 en el respectivo histograma 110 sobre todo el rango de medida. El agente es un proceso propio o al menos conceptualmente está separado de la regulación, la cual le llama después periódicamente, y, por tanto, es de rango superior a la regulación. Aún cuando el intervalo de tiempo de regulación 101 se elige tan ancho como el periodo de tiempo 100, el propio regulador no puede reconocer sin mayores dificultades un cambio de diana, ya que existe el riesgo de que éste convergería en extremos locales y no los abandonaría espontáneamente.

El agente reconoce la señal de recepción preferiblemente no con ayuda de una comparación completa de patrones, ya que esto sería sensible al ruido. En lugar de ello, busca una signatura que puede venir dada, por ejemplo, por la transición regular alternativa de amplitud máxima positiva a amplitud máxima negativa, y viceversa. La signatura puede satisfacer requisitos tanto mayores cuanto más se vigilen tales cambios de signo, y es imaginable fomentar otros criterios como mantenimiento de la caída logarítmica de los valores absolutos. Estas signaturas dadas a título de ejemplo son válidas para una oscilación sencilla con porciones de señal positiva y negativa que se origine a partir de un impulso de emisión sencillo. Son imaginables señales de emisión más complejas para endurecer el sistema frente a perturbadores extraños o frente a un sistema de la misma construcción, y se puede elegir entonces también la signatura en forma correspondientemente adaptada.

La figura 11 muestra un ejemplo de un cambio de diana. El intervalo de tiempo de regulación 101 se ha elegido de momento en torno a una señal 72 y el regulador ha regulado el instante de observación a su primer paso por cero. Sin embargo, el agente de rango superior ha localizado mientras tanto una señal más acusada 74. Para ejecutar el cambio de diana, el agente calcula una diferencia de tiempo 76 y ajusta el regulador a la nueva señal 74, a cuyo fin se desplaza el intervalo de tiempo de regulación 101, es decir que se adapta el retardo de tiempo de emisión en una medida igual a la diferencia de tiempo 76. Como se muestra en la figura 11, el agente no tiene que calcular entonces en modo alguno la diferencia de tiempo exacta 76, sino que es suficiente que el intervalo de tiempo de

regulación 101 se elija aproximadamente en torno a la señal 74, de modo que el regulador se puede regular al nuevo instante de recepción exacto.

Para este cambio de posición o de diana se han de cumplir varias condiciones. En primer lugar, se comprueba el sitio en donde se encuentran señales actuales con la signatura requerida. Se pueden prefiltrar entonces ya valoraciones umbral sencillas. El nivel de ruido, que en el caso ideal está situado en  $k/2$ , es tenido en cuenta por medio de una formación de valor medio sobre el histograma 100 o zonas parciales del mismo. A continuación, se comparan las amplitudes máximas de dianas potenciales localizadas de esta manera. Si una diana potencial con mayor amplitud se encuentra fuera del intervalo de tiempo de regulación actual, esta diana potencial representa entonces, desde el punto de vista del agente, la verdadera diana actual 14. Sin embargo, para que eventos singulares o interpretaciones erróneas del agente no conduzcan a saltos innecesarios, el agente registra un historial de las dianas potenciales con un tiempo de caducidad definido, por ejemplo en una cola. Únicamente cuando en este historial se acumula una nueva diana en grado estadísticamente significativo, el agente realiza realmente un cambio de diana, por ejemplo cuando una diana determinada hubiera sido elegida dentro del historial en 5 de 8 casos. De esta manera, el sistema puede cambiar sin umbral a una nueva posición, permite así mediciones hasta niveles de señal muy bajos y, no obstante, es robusto frente a perturbaciones.

La figura 12 muestra dos casos de dianas potenciales que no satisfacen al menos uno de los criterios mencionados y que, por este motivo, no desencadenan tampoco ningún cambio de diana. Aparte de la señal 72 de la diana actual 14, una diana potencial adicional viene dada en cada caso por señales 78 y 80. La señal 78 satisface también la signatura, pero tiene una amplitud más pequeña y, por este motivo, no es seleccionada. En este caso, la amplitud puede ser todavía corregida en distancia. La señal 80 no corresponde ya a la signatura y, por este motivo, se la reconoce directamente como perturbación.

La señal de recepción 104 o el histograma 110 contiene también, además de la información de distancias sobre la posición temporal, una información de nivel sobre la superficie situada debajo de la señal. En caso de observación lineal, el nivel es proporcional a la superficie total situada debajo de la oscilación. Por tanto, un valor de medida de nivel está disponible de manera sencilla durante una evaluación adicional. La figura 13 ilustra la evolución de una señal de recepción 82 junto con las oscilaciones posteriores, las cuales se han suprimido, por simpli-

ficación, en las demás figuras y con las cuales se atenúa logarítmicamente la señal de recepción 82. Como se indica en otras numerosas figuras, una flecha impresa en negrita dentro de la trama de exploración 108 insinúa el instante de observación al cual se ha regulado el primer paso por cero de la señal de recepción 82. Las amplitudes de señal sumadas 84 de la señal de recepción en los puntos de exploración 108 son una medida del nivel.

Dado que la posición de la señal de recepción 82 se ha regulado de modo que el paso por cero esté situado sobre un punto de exploración y, además, el impulso luminoso tenga precisamente una longitud de 5 ns, es decir, un múltiplo de la tasa de exploración, los demás pasos por cero están situados también justamente sobre puntos de exploración. Esta fijación del histograma 108 conduce a que, a pesar de la pequeña tasa de exploración, se pueda derivar una buena información de nivel. En efecto, los propios pasos por cero no aportan entonces nada, y dado que los extremos están situados cada uno de ellos en el centro y, por tanto, también sobre un punto de exploración, solamente una información de amplitud de especial fuerza expresiva interviene en la medición de nivel.

Si se conforma el impulso de recepción 102 en el procesamiento previo analógico 28 de modo que muestre un comportamiento débilmente resonante, y, además, se conecta detrás del filtro 32 un amplificador limitador 34, se incrementa así considerablemente el rango dinámico de una medición de nivel.

La medición de nivel no solo es una magnitud de salida posible, sino que la información de nivel puede aprovecharse también para corregir una desviación de distancia dependiente del nivel. Este efecto conocido bajo la designación de desplazamiento negro-blanco conduce a que el tiempo de recepción determinado muestre una dependencia respecto de la intensidad. Si se aprende esta dependencia al principio o se la tiene en cuenta en un cálculo de corrección, se puede compensar entonces la distancia obtenida y se puede hacer que ésta sea independiente del nivel a lo largo de un amplio rango de intensidad.

La información de nivel puede emplearse también para el reglaje de los componentes ópticos del sistema. Así, por ejemplo, se reconoce un ensuciamiento o desajuste o se puede adaptar la potencia del emisor de luz 12.

Es imaginable que el sensor 10 acumule en el histograma 110 unas señales perturbadoras que conduzcan después a mediciones erróneas. Entran en consideración a este respecto especialmente señales de recepción correspondientes a impulsos de emisión propios que se reflejan al otro lado de la zona de

medida, o bien sistemas de la misma construcción cuyos impulsos luminosos son recibidos. Por este motivo, se desea que se puedan asignar señales de recepción a un patrón de emisión autoemitido determinado. Sirven para ello el codificador 46 y el descodificador 48, los cuales generan y anulan nuevamente desplazamientos compensables adicionales. Tales desplazamientos temporales tienen también el efecto de que se enmascaran por promediado los perturbadores temporalmente constantes, puesto que éstos pierden la referencia de tiempo fija a causa de la codificación temporal y se registran cada uno de ellos en otro segmento de señal.

5  
10  
15  
Entran en consideración especialmente dos clases de codificación temporal que se ilustran en la figura 14. En cada periodo de medida 100 se desplaza, por un lado, la posición de centro de gravedad  $\Delta t_1 \dots \Delta t_n$ . Solamente la señal de recepción de medida propiamente dicha sigue a este desplazamiento arbitrario y rápido de la posición del centro de gravedad, de modo que los perturbadores se pueden diferenciar o se promedian directamente.

20  
25  
30  
35  
Para una ampliación del campo de medida o una perturbación sistemática, por ejemplo debido a reflejos múltiples o a un sistema de la misma construcción, no es absolutamente suficiente el desplazamiento del centro de gravedad. Por este motivo, como alternativa o acumulativamente, se puede variar la secuencia con la que se genera el perfil gaussiano en la unidad 40 de ajuste fino del tiempo de emisión. Para la generación del histograma 110 carece de importancia esta secuencia, ya que solamente se hace una acumulación. Este grado de libertad se aprovecha para elegir con cada código 1 ... n otra secuencia, tal como se representa en la figura 4 a título de ejemplo con los impulsos de emisión numerados 86. Es así posible especialmente ampliar el campo de medida a múltiplos del periodo de medida 100, ya que resulta inequívoca por la codificación la zona parcial a la que pertenece un patrón de emisión recibido.

Las variaciones temporales pueden estar aleatorizadas o ser determinísticas. La aleatorización tiene la ventaja de crear diferencias con respecto a sistemas de la misma construcción. Por supuesto, en caso de desplazamientos aleatorizados, el descodificador 46 tiene que recibir también las informaciones de decalaje para poder compensarlas.

Se han explicado así en forma detallada los elementos individuales de la figura general 4. Aunque el sensor 10 se ha descrito de esta manera en su totalidad, se pueden utilizar también convenientemente grupos de características indi-

viduales con independencia uno de otro. Así, por ejemplo, el patrón de emisión de forma gaussiana refina aún más los instantes de emisión reales generados por las dos frecuencias. Sin embargo, ambos pasos consiguen ya también por separado un aumento de resolución. Por consiguiente, estos y otros grupos de características se pueden combinar también, especialmente a lo largo de figuras, de una manera diferente a la descrita en las formas de realización concretas.

### REIVINDICACIONES

1.- Sensor optoelectrónico (10) para medir distancias según el principio de propagación de la luz, que comprende un emisor de luz (12) para emitir una señal luminosa, un receptor de luz (16) para recibir una señal de recepción remitida o reflejada, y una unidad de evaluación (18) que está concebida para satisfacer una condición de transición para la señal de recepción por elección sistemática de un tiempo de retardo de emisión para emitir la señal luminosa en un instante de observación y para calcular el tiempo de propagación de la luz a partir del tiempo de retardo de emisión necesario para ello, caracterizado porque está previsto un regulador (44) que está concebido para reconocer si el instante de recepción de la señal de recepción coincide con el instante de observación, y para reajustar el tiempo de retardo de emisión en un bucle de realimentación de modo que se cumpla la condición de transición en el instante de observación.

2.- Sensor (10) según la reivindicación 1, en el que la unidad de evaluación (18) está concebida para desencadenar, en un respectivo periodo de medida (100), la emisión de una señal luminosa en un instante de emisión prefijado por el regulador (44) a través del tiempo de retardo de emisión, y para explorar la señal luminosa recibida, así como para acumular a lo largo de un gran número de periodos de tiempo (100) un histograma (110) de señales luminosas recibidas de esta manera para determinar el instante de recepción a partir del histograma (110) y el tiempo de propagación de la luz a partir de dicho instante de recepción, y en el que se efectúa en el histograma (110) la comprobación de la condición de transición para la señal de recepción.

3.- Sensor (10) según la reivindicación 1 ó 2, en el que está previsto un elemento de filtro (32) en la vía de recepción entre el receptor de luz (16) y la unidad de evaluación (18) para convertir la señal de recepción unipolar en una señal bipolar, y en el que la condición de transición comprende especialmente un paso por cero de un primer máximo a un primer mínimo de la señal bipolar.

4.- Sensor (10) según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el intervalo de regulación (101) dentro del cual el regulador (44) puede comprobar la condición de transición y reajustar el retardo de emisión, corresponde solamente a una zona parcial de un campo de medida del sensor (10), y en el que está prevista una unidad (44) de vigilancia del cambio de posición para comprobar periódicamente el instante en que se recibe la señal de recepción y, en caso de que este instante esté fuera del intervalo de regulación (101), fijar un

nuevo intervalo de tiempo de regulación (101) para el regulador (44).

5 5.- Sensor (10) según la reivindicación 4, en el que la unidad (44) de vigilancia del cambio de posición está concebida para reconocer la señal de recepción con ayuda de una signatura, especialmente un cambio alternativo de máximos a mínimos, y viceversa, que forman en cada caso una curva envolvente descendente, en particular logarítmica.

10 6.- Sensor (10) según la reivindicación 4 ó 5, en el que la unidad (44) de vigilancia del cambio de posición está concebida para almacenar un historial referente al intervalo de tiempo de regulación (101) que ella había prefijado en cada caso para el regulador (44) durante la comprobación periódica, a fin de prefijar para el regulador (44) el intervalo de tiempo de regulación (101) que, según una evaluación estadística de este historial, es el de la señal de recepción.

15 7.- Sensor (10) según cualquiera de las reivindicaciones 4 a 6, en el que la unidad (44) de vigilancia del cambio de posición presenta un agente, es decir, un proceso activo continuamente o en segmentos de tiempo asignados regulares e independiente del regulador (44), teniendo el agente el objetivo de localizar y prefijar para el regulador (44) un intervalo de tiempo de regulación válido (101) en el que se recibe realmente la señal luminosa.

20 8.- Sensor (10) según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la unidad de evaluación (18) está concebida para poner a disposición del regulador (44) unos retardos del tiempo de emisión que corresponden a un múltiplo de un periodo de exploración para la señal de recepción.

25 9.- Sensor (10) según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que está prevista una unidad de base de tiempo (38) que presenta un DDS o que está concebida para derivar retardos del tiempo de emisión de una primera cadencia de tiempo con una primera frecuencia ( $f_1$ ) y de una segunda cadencia de tiempo con una segunda frecuencia ( $f_2$ ) distinta de la primera frecuencia ( $f_1$ ) y poner así a disposición del regulador (44) unos retardos del tiempo de emisión con una resolución temporal proporcionada por el periodo de diferencia perteneciente a las frecuencias primera y segunda ( $f_1$ ,  $f_2$ ).

30 10.- Sensor (10) según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que está prevista una unidad (40) de ajuste fino del tiempo de emisión que está concebida para desplazar el respectivo instante de emisión dentro de los periodos de medida (100) en la cuantía de un decalaje y en el que los decalajes forman una distribución (56, 60) cuyo centro de gravedad forma un instante de emisión

35

deseado y que puede elegirse con una resolución temporal que sea mejor que tanto el periodo de exploración como el periodo de diferencia, especialmente con una resolución temporal de menos de diez picosegundos o incluso menos de un picosegundos.

5           11.- Sensor (10) según la reivindicación 10, en el que la distribución (56, 60) de los decalajes es unimodal, estando prefijada especialmente según una función triangular, parabólica o gaussiana, y en el que está prevista una memoria en la que está depositada para la unidad (40) de ajuste fino del tiempo de emisión una tabla que contiene para un gran número de incrementos de tiempo una distribución de decalajes correspondiente, especialmente una respectiva distribución de decalajes para incrementos de tiempo uniformemente distribuidos.

10           12.- Procedimiento para medir distancias según el principio de propagación de la luz, en el que se emite una señal luminosa y se recibe la señal luminosa remitida o reflejada, y en el que se cumple una condición de transición para la señal de recepción por elección sistemática de un tiempo de retardo de emisión para la emisión de la señal luminosa en un instante de observación y se calcula el tiempo de propagación de la luz a partir del tiempo de retardo de emisión necesario para ello, caracterizado porque se reajusta el tiempo de retardo de emisión por medio de una regulación (44) en un bucle de realimentación de modo que se cumpla la condición de transición en el instante de observación y, por tanto, un instante de recepción de la señal de recepción coincida con el instante de observación.

15           13.- Procedimiento según la reivindicación 12, en el que un intervalo de tiempo de regulación (101), dentro del cual la regulación (44) puede comprobar la condición de transición y puede reajustar el tiempo de emisión, corresponde solamente a una zona parcial de un campo de medida del sensor (10), y en el que se comprueba periódicamente el instante en el que se recibe la señal de recepción y, en caso de que este instante esté fuera del intervalo de tiempo de regulación (101), se prefija para el regulador (44) un nuevo intervalo de tiempo de regulación (101).

20           14.- Procedimiento según la reivindicación 12 ó 13, en el que se almacena un historial referente al intervalo de tiempo de regulación (101) que habría que prefijar en cada caso para la regulación (44) durante una comprobación periódica a fin de prefijar para la regulación (44) el intervalo de tiempo de regulación (101) que, según una evaluación estadística de este historial, es el de la señal de re-

cepción.

5 15.- Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 12 a 14, en el que se realiza la comprobación periódica por medio de un agente, es decir, un proceso activo continuamente o en segmentos de tiempo asignados regulares e independiente de la regulación (44), teniendo el agente el objetivo de localizar y prefijar para la regulación (44) un intervalo de tiempo de regulación (101) en el que se recibe la señal luminosa.

Figura 1

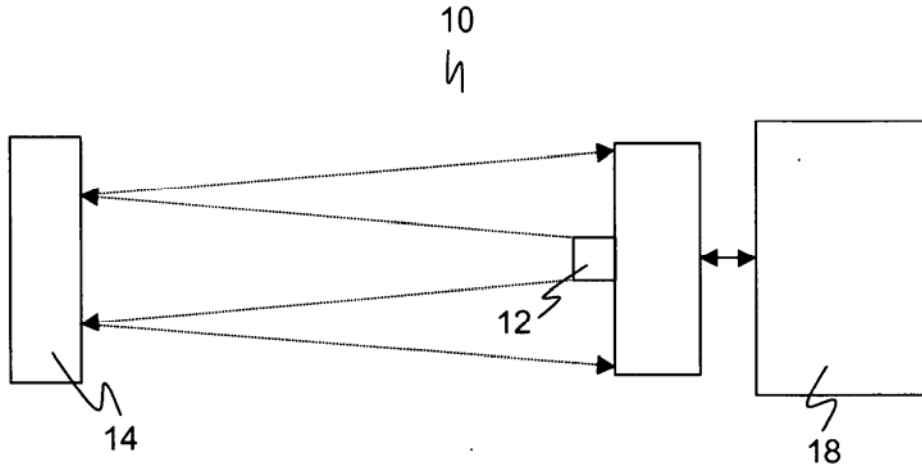


Figura 2

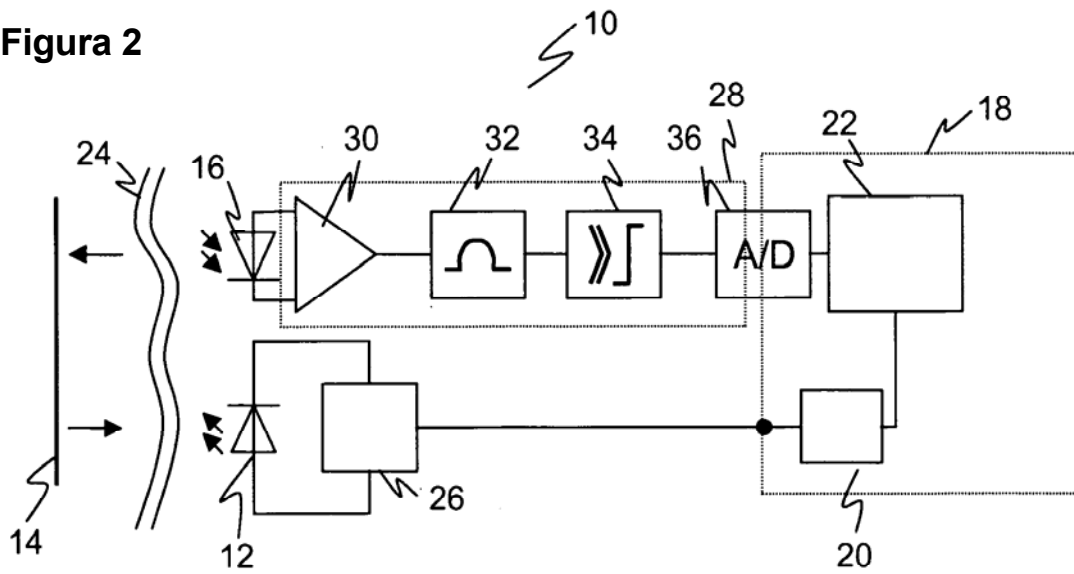


Figura 3

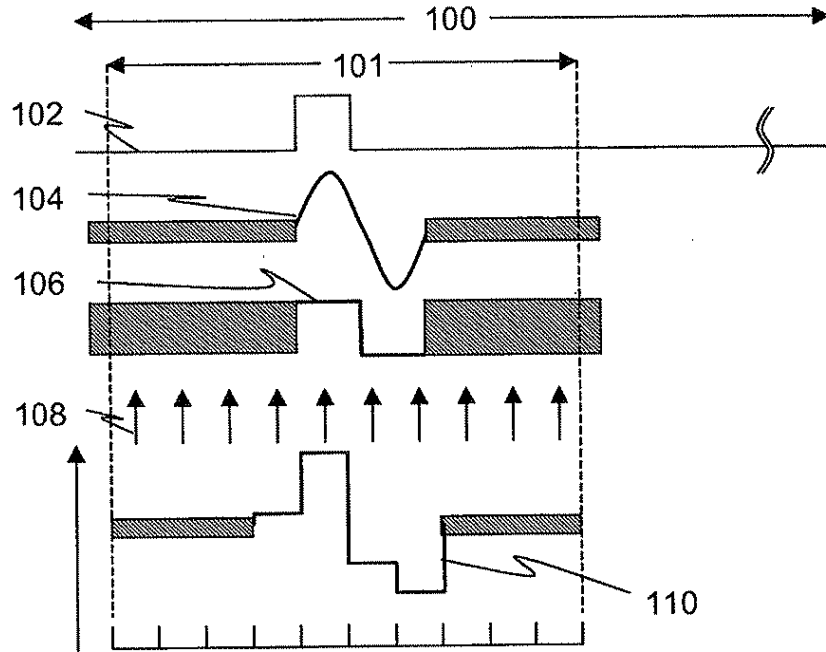


Figura 4

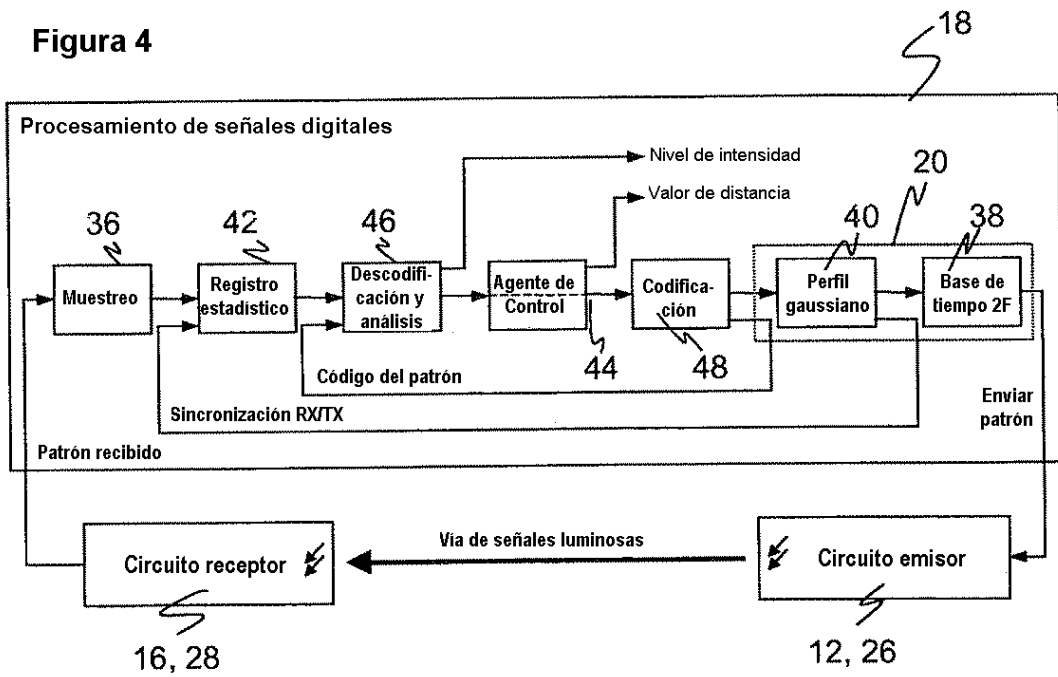


Figura 5

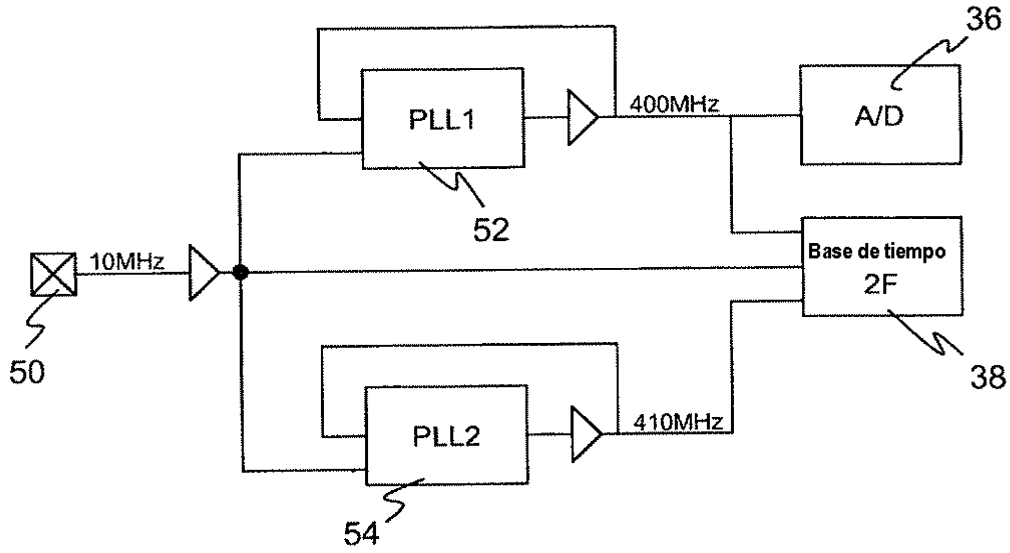


Figura 6

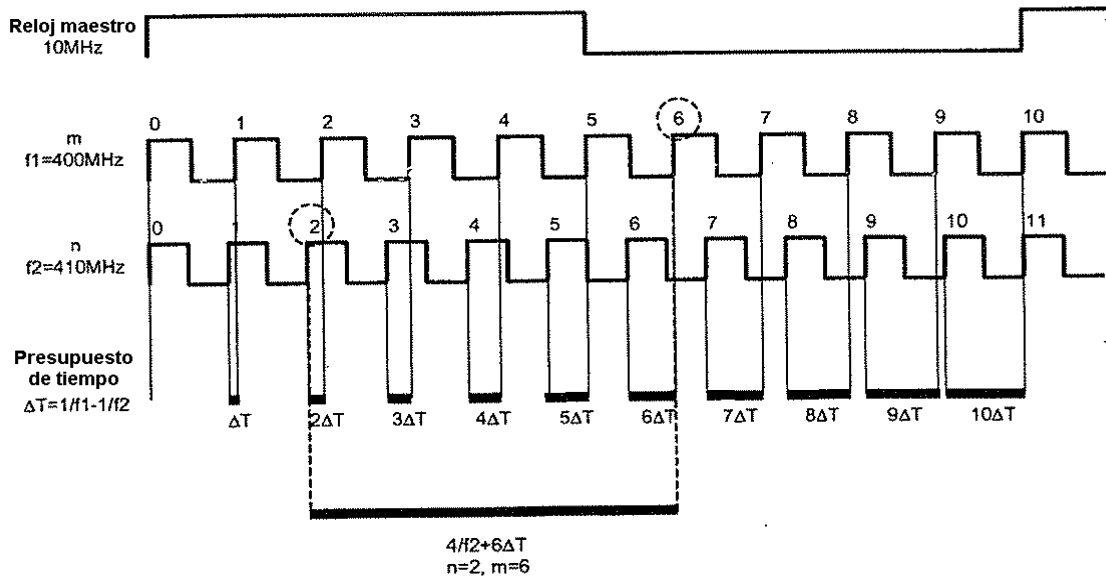


Figura 7

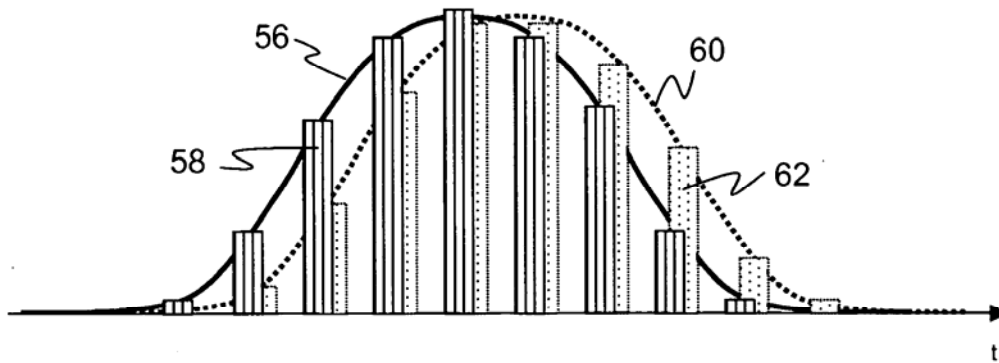


Figura 8

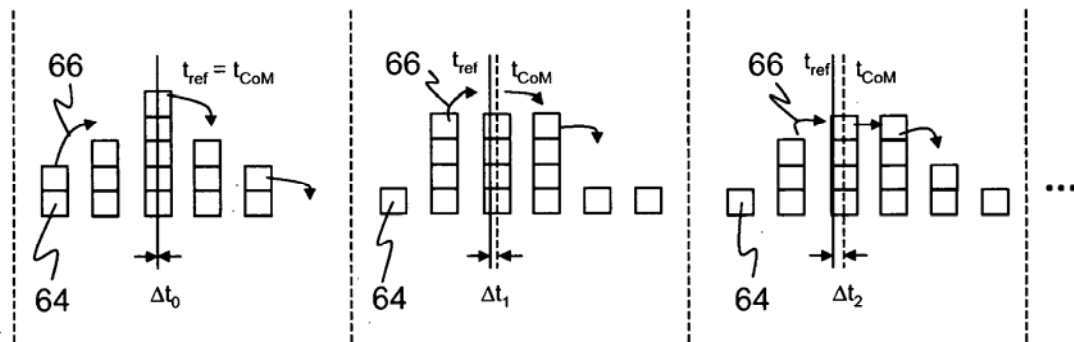


Figura 9

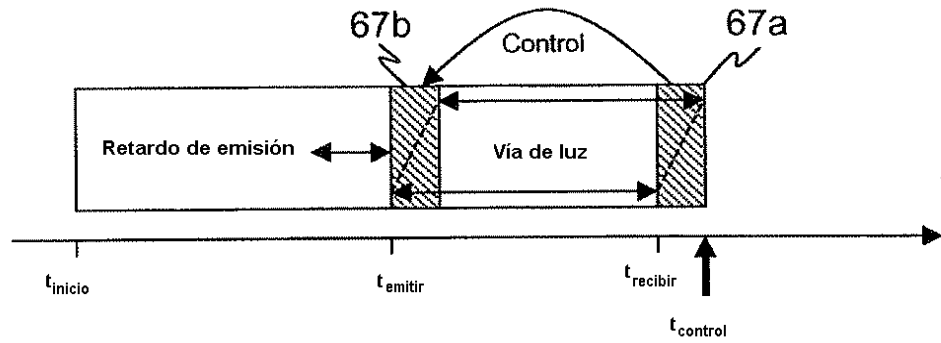


Figura 10

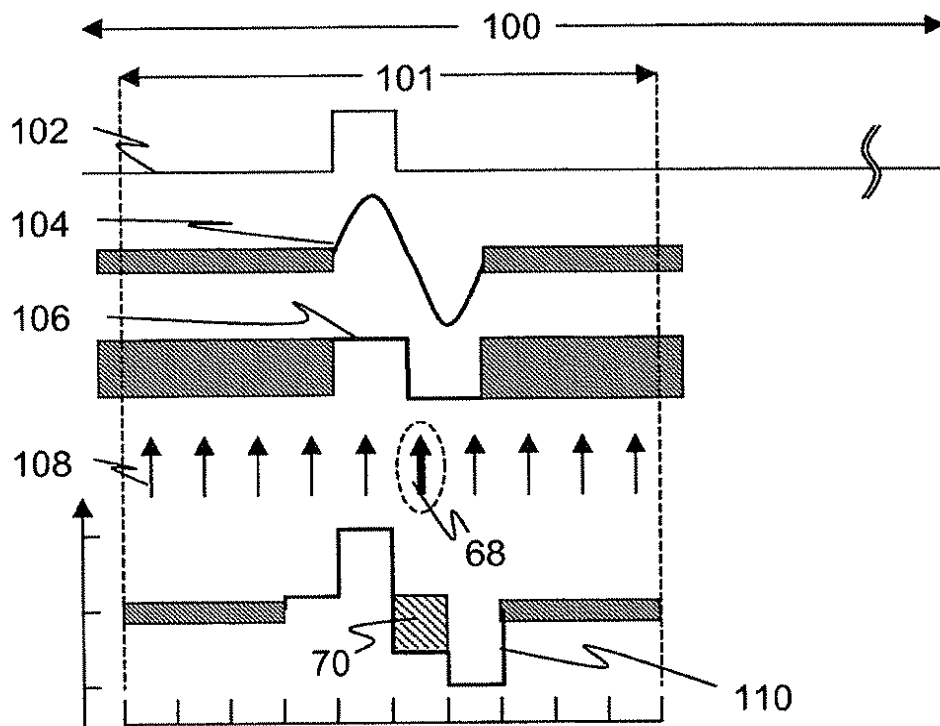


Figura 11

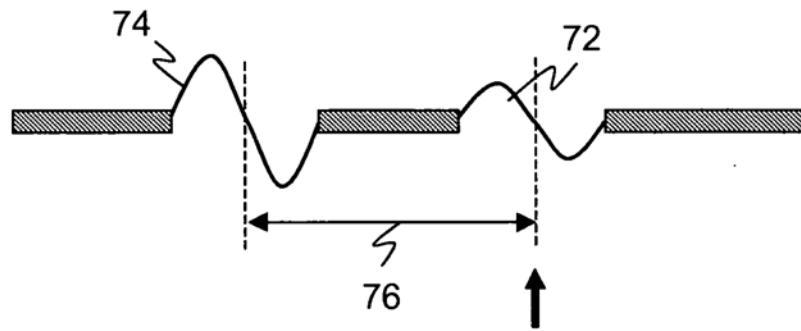


Figura 12

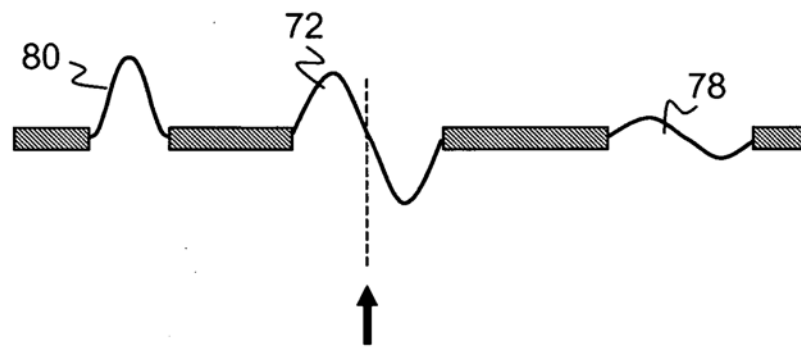


Figura 13

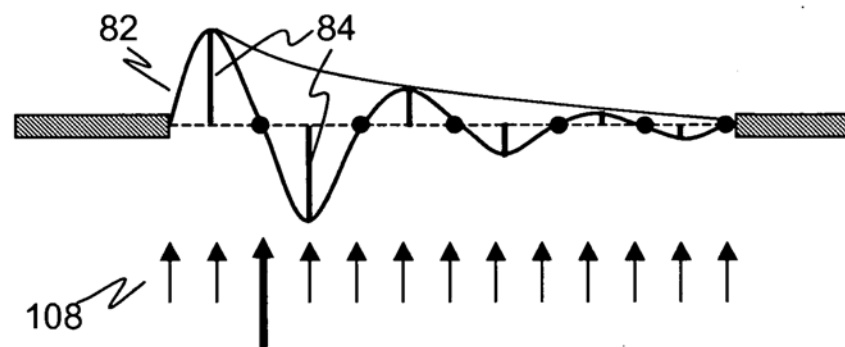


Figura 14

