



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 344 378**

51 Int. Cl.:

G01V 8/12 (2006.01)

G01S 7/487 (2006.01)

G01S 7/10 (2006.01)

G01S 17/32 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **08101432 .6**

96 Fecha de presentación : **08.02.2008**

97 Número de publicación de la solicitud: **2088453**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **12.08.2009**

54 Título: **Sensor optoelectrónico para la medición de distancias.**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
25.08.2010

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
25.08.2010

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

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

74 Agente: **Elzaburu Márquez, Alberto**

ES 2 344 378 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

Sensor optoelectrónico para la medición de distancias.

5 El invento se refiere a un sensor optoelectrónico y a un procedimiento para la medición de distancias con el procedimiento del tiempo de propagación de la luz según el preámbulo de la reivindicación 1, respectivamente 9.

La distancia a un objeto puede ser determinada óptimamente con el principio del procedimiento del tiempo de propagación de la luz. Para ello se puede superponer a un rayo de luz una muestra de emisión, que, después de la
10 recepción de la luz reflejada por el objeto, se compara con una muestra de referencia generada internamente. A partir de aquí se puede calcular el camino de la luz y con ello también la distancia. En la práctica se utilizan esencialmente dos procedimientos. La muestra de emisión es en uno de los procedimientos un sencillo impulso de luz, cuyo tiempo de propagación es medido. La muestra de emisión es en el otro procedimiento una modulación senoidal, equivaliendo la posición de la fase del seno con relación a un seno de referencia al módulo del seno del tiempo de propagación.
15 Los procedimientos de modulación de fase citados en último lugar son, debido a las condiciones de protección de los ojos, poco apropiados, en especial en las dianas con una reemisión débil, a causa de los necesarios tiempos de integración grandes. En el caso de los procedimientos con impulsos se puede aprovechar ventajosamente la potencia integral porque se pueden emitir impulsos cortos con una densidad grande de energía, con lo que se mejora la relación señal/ruido en el caso de un único impulso.

20 La medición de la distancia puede ser necesaria, por ejemplo, en la seguridad de los vehículos, en la automatización de la logística o de fábricas o en la técnica de seguridad. En especial, un telémetro basado en un rayo de luz reflejado puede reaccionar frente a una variación de la distancia del reflector o de la diana reflectante o reemisora. Una aplicación especial es una barrera óptica de reflexión en la que se vigila la distancia entre el emisor de luz y el reflector.

25 Si la resolución de la medición de la distancia debe alcanzar una precisión en el margen de algunas decenas de milímetros, es preciso, que el tiempo de propagación de luz se determine con exactitud en un margen de magnitud de cien picosegundos. Para obtener una resolución de la distancia de un milímetro es preciso medir con la técnica de medición seis picosegundos. Una precisión de esta clase sólo es realizable con los sistemas convencionales de propagación del impulso con una electrónica muy cara.
30

Los componentes más baratos, como los FPGA, (Field Programmable Gate Array) y otros componentes lógicos digitales poseen de manera típica frecuencias de trabajo en el margen de algunos cientos de MHz. Con ello se puede obtener una resolución de nanosegundos, pero no de picosegundos.

35 En el documento DE 10 2004 022 911 A1 se divulga un procedimiento para el muestreo de señales en el que la señal se lleva por varios caminos de señal paralelos, cada uno con un retardo distinto, a un módulo de muestreo, de manera, que la familia de señales obtenida puede ser resuelta por medio del muestreo en paralelo con un múltiplo de la frecuencia base del módulo de muestreo. Los circuitos de retardo con forma de vías conductoras exigen relativamente mucho espacio en la platina del módulo de evaluación.
40

El documento EP 1 596 221 A1 divulga una medición de distancias por medio de la determinación del tiempo de propagación de impulsos en el que la señal de recepción se muestrea, desplazada varias veces para elevar la exactitud, con un impulso base. El desplazamiento de la fase del impulso base se obtiene en una forma de ejecución por el hecho
45 de que la señal de recepción se hace pasar por varias líneas de señal, cuyas longitudes y con ello los tiempos de retardo se determinan previamente de manera definida.

El documento US 3,813,165 describe una medición de distancias basada en la fase. Para evitar la necesidad de un compromiso entre un margen unívoco grande y una exactitud grande de la medición, se realizan las mediciones con
50 distintas frecuencias. En este caso es por ejemplo posible, que una medición realizada con una frecuencia relativamente baja determine el periodo de una medición con alta frecuencia. Para reducir los factores estadísticos se prevé, que la medición se realice varias veces con cada frecuencia y se promedia el resultado.

En la técnica de emisión de datos, por ejemplo en la telefonía móvil, se conoce, para la supresión del ruido, la expansión y la compresión ("Spread Spectrum"). En ellos se codifica la señal con un ancho de banda mayor durante
55 la emisión para que los elementos perturbadores se repartan de una manera más amplia durante la decodificación ulterior.

Ninguno de los procedimientos convencionales es capaz de determinar el tiempo de propagación de la luz con la
60 precisión exigida, sin el empleo de la electrónica cara.

El objeto del presente invento es por ello determinar con una precisión grande y con medios sencillos el tiempo de propagación de un impulso de luz.

65 Este problema se soluciona con un sensor según la reivindicación 1 y con un procedimiento según la reivindicación 9. Para detectar exactamente los flancos de la señal, que caracterizan la posición del impulso de luz recibido, para una resolución grande en el tiempo se evalúa estadísticamente una gran cantidad de impulsos de luz individuales. Para que la estadística se pueda basar en una frecuencia base lo más alta posible, que se halle por encima de la frecuencia de

trabajo del módulo de evaluación, se muestrea la señal de recepción en paralelo y se somete con ello a una resolución con un múltiplo de la frecuencia base. Las vías de retardo para este muestreo en paralelo, que sólo producen un retardo de, por ejemplo, 200 ps, no pueden implementar este retardo de la señal sin variaciones. Con ello se falsea, respectivamente fluctúa la señal muestreada en paralelo. Con la recodificación según el invento para la compensación de esta fluctuación se mejora considerablemente la precisión.

De ello se desprende la ventaja de un sensor barato, miniaturizable y altamente preciso, que puede procesar un margen dinámico grande sin que la electrónica genere niveles grandes de error. El sensor es robusto frente a perturbaciones externas, tanto en forma de perturbaciones electromagnéticas, como también ópticas. Con la optimización de la relación señal/ruido y con la corrección de errores inherente es posible la determinación de distancias en el margen de milímetros.

El emisor de luz se configura con preferencia para emitir impulsos de luz individuales sucesivos con un desplazamiento en el tiempo, que da lugar a que las señales de luz sucesivas de recepción recorran de manera uniforme y en especial varias veces y de manera cíclica todas las vías de retardo. Con ello se garantiza, que la contribución de las diferentes vías de retardo a la fluctuación se produzca con la misma frecuencia, con lo que se promedian en lo posible de manera completa.

El emisor de luz se configura, además, con preferencia para generar el desplazamiento por medio de la emisión de impulsos de luz individuales con un retardo de un múltiplo de periodos completos de emisión, siendo la frecuencia de emisión distinta de la frecuencia de trabajo y la unidad de evaluación se configura para retardar el muestreo en múltiplos del periodo de muestreo. La frecuencia de emisión se debería elegir adecuadamente con vistas a la cantidad de vías de retardo, de manera, que la frecuencia diferencial lleve la característica de los impulsos de luz individuales, por ejemplo el valor máximo del impulso, a otra vía de retardo con cada repetición. La sola elección de la frecuencia de emisión conduce entonces a una distribución uniforme de la característica entre las vías de retardo y con ello a un promediado en lo posible completa de la fluctuación.

En el sensor se prevé con preferencia un preprocesador analógico, que puede llevar la señal de luz de recepción del impulso de luz individual recibido en cada caso como señal bipolar preprocesada a las vías de retardo. En una señal bipolar de esta clase se puede determinar la característica, es decir por ejemplo el valor máximo de impulso, como paso por cero, que se puede determinar estadísticamente de una manera especialmente precisa.

El preprocesador posee de manera especial:

- un amplificador, en especial un amplificador de transimpedancia para amplificar la señal de luz de recepción y/o
- un filtro, en especial un filtro pasobanda, para la conversión de la señal de luz de recepción inicialmente unipolar en una señal bipolar y/o
- un amplificador limitador para la amplificación de la componente positiva, respectivamente negativa de la señal hasta un valor de saturación.

El impulso de luz transformado por el receptor de luz en una señal eléctrica es débil y por ello debería ser amplificado antes de su evaluación ulterior. Al mismo tiempo, el amplificador de transimpedancia puede filtrar una componente de DC, es decir una luminosidad base no modulada, que con toda seguridad no es un impulso de luz. El filtro pasobanda es una configuración para transformar la señal eléctrica inicialmente unipolar formada a partir de la luz necesariamente unipolar en una señal bipolar. El amplificador limitador lleva finalmente la señal a la saturación para que pueda ser identificada con mayor facilidad y exactitud durante la ulterior evaluación del umbral.

Las vías de retardo se implementan ventajosamente de manera analógica y se conectan cada una con una entrada del módulo programable y posee líneas de retardo o filtros todopaso. Las líneas de retardo se pueden fabricar de una manera muy sencilla y barata, pero exigen un cierto espacio en la platina. Con el filtro todopaso se pueden implementar las vías de retardo en un espacio muy pequeño.

La característica es con preferencia un valor extremo o un paso por cero y en especial el paso por cero de la señal bipolar, estando configurada la unidad de evaluación para determinar el paso por cero por medio de un cambio de signo o de un "fit" lineal por medio de al menos dos puntos de distribución. La determinación de un valor extremo por medio de un cambio de signo es el método usual para el que existen numerosos algoritmos. Con el "fit" de rectas se es más independiente de las propiedades de reemisión del objeto, cuya distancia se quiere medir. Este procedimiento es por ello más preciso en numerosas aplicaciones.

El emisor de luz se diseña ventajosamente para emitir cada impulso de luz individual al menos como impulso doble con retardo variable del impulso doble entre los dos impulsos del impulso doble, estando configurada la unidad de evaluación para compensar los retardos del impulso doble durante la evaluación de tal modo, que los dos impulsos de un impulso doble se hallen siempre uno encima del otro en el tiempo. De esta manera se pueden suprimir los

elementos perturbadores de banda estrecha. En este caso se puede tratar por ejemplo de la luz ambiente o también de otros sensores con la misma construcción, pero también de cualquier perturbación óptica o eléctrica.

El procedimiento según el invento puede ser configurado de manera análoga con otras características y posee ventajas análogas. Estas características adicionales son descritas a título de ejemplo, pero no concluyente, en las reivindicaciones subordinadas que siguen a las reivindicaciones independientes.

El invento se describirá en lo que sigue, incluso desde el punto de vista de otras ventajas y medidas, haciendo referencia al dibujo adjunto y por medio de ejemplos de ejecución. Las figuras del dibujo muestran:

La figura 1, una representación esquemática de una forma de ejecución de un sensor según el invento.

La figura 2, otra representación según la figura 1 para explicar la estructura del sensor.

La figura 3, el diagrama esquemático de un impulso de emisión y de la señal de recepción correspondiente en diferentes etapas del procesamiento.

La figura 4, una representación de los instantes de muestreo paralelos para explicar la fluctuación debida a las vías de retardo.

La figura 5, la representación explicativa de la primera recodificación según el invento en el margen de frecuencias.

La figura 6a, una representación del desplazamiento en el tiempo según el invento del impulso de emisión.

La figura 6b, una representación de la primera recodificación según el invento en el margen de tiempo.

La figura 7, una representación de la segunda recodificación según el invento en el margen de tiempo.

La figura 8a, una representación de una señal en el margen de frecuencias a la que se superpone un elemento perturbador de banda estrecha.

La figura 8b, una representación según la figura 8a después de la decodificación para explicar el efecto de la expansión según la segunda recodificación.

La figura 9, una distribución aproximada por medio de un histograma de los impulsos de luz recibidos para explicar la determinación estadística de la característica con la que se determina el tiempo de propagación de la luz.

La figura 10, una representación de diferentes distribuciones de los objetos con distinta reemisión para explicar la determinación del paso por cero con "fit" rectos.

La figura 2 muestra un telémetro optoelectrónico o un sensor 10 representado de manera muy sencilla, que, a través de un emisor 12 de luz, emite un impulso de luz hacia un objeto 14. El objeto 14 puede ser una diana cualquiera, cuya distancia debe ser determinada, pero también el reflector de una barrera de luz de reflexión. El rayo de luz reflejado o reemitido allí retorna a un receptor 16 de luz, que rodea el emisor 12 de luz. Dado que el rayo de luz se ensancha en su camino, el emisor 12 de luz sólo oculta una parte muy pequeña e irrelevante de la luz reflejada. Naturalmente, también se pueden utilizar otras soluciones conocidas, como un divisor de rayos o una división de pupilas. El emisor 12 de luz y el receptor 16 de luz pueden poseer contrariamente a la representación una óptica común o colimada.

Un mando 18 puede excitar el emisor 12 de luz e inducirle a emitir impulsos de luz individuales en un instante conocido. La frecuencia de emisión es ajustada con un mando 20 de la frecuencia de emisión y en una forma de ejecución preferida distinta de la frecuencia de trabajo de un módulo 22 programable en el que están implementados el mando 18 y el mando 20 de la frecuencia de emisión. Así por ejemplo, la frecuencia de emisión puede ser 700 MHz y la frecuencia de trabajo 800 MHz. La frecuencia de emisión y la frecuencia de trabajo pueden ser generadas con PLLs internos (Phase-Locked Loop) del módulo 22.

El mando 18 está implementado en esta forma de ejecución en un FPGA 22 (Field Programmable Gate Array). También cabe imaginar otra implementación, por ejemplo por medio de un PLD (Programmable Logic Device), un ASIC (Application Specific Integrated Circuit) u otro módulo digital. Sin embargo, desde el punto de vista del coste, de la flexibilidad y de la velocidad se debe dar la preferencia a un FPGA.

El mando 18 determina el instante de recepción del impulso de luz en el receptor 16 de luz de una manera descrita en lo que sigue. A partir del instante de recepción se calcula con el instante de emisión conocido el tiempo de propagación de la luz, que equivale a su vez a través de la velocidad de la luz a la distancia al objeto 14 de diana. En este caso son posibles al menos dos modos: en un modo se miden el tiempo de propagación de la luz y la distancia de manera absoluta. En el segundo modo se memoriza una determinada distancia, por ejemplo a un diana cooperativa fija, y se vigila si varía su distancia.

ES 2 344 378 T3

El sensor 10 puede ser un explorador optoelectrónico o un telémetro. También cabe imaginar una barrera de luz reflectante, es decir una barrera de luz con un emisor de luz y un reflector dispuesto enfrente, detectando una interrupción del rayo allí reflejado. Con la medición de la distancia o de la variación de la distancia de este reflector se puede comprobar si el reflector todavía se halla en el lugar previsto. Todos los sensores mencionados también pueden trabajar como interruptores, generando una conexión, cuando se detecta un objeto a una determinada distancia o cuando se produce una variación con relación a una distancia esperada.

En la figura 1 se representa nuevamente el sensor 10. Aquí y en lo que sigue se designan con el mismo símbolo de referencia las características iguales. Como emisor de luz se representa aquí a título de ejemplo una fuente 12 de luz de semiconductores, por ejemplo un láser o un diodo luminiscente y como receptor de luz se representa a título de ejemplo un fotodiodo 16. Fundamentalmente se presta para ello en lugar de un fotodiodo 16 cualquier receptor, que pueda transformar una señal de luz con la correspondiente rapidez en una señal eléctrica. El objeto 14 diana está normalmente más alejado a la escala de la figura 1, lo que se indica por medio de la línea 24 quebrada.

El sensor 10 posee una vía de emisión a la que, además del emisor 12 de luz propiamente dicho, pertenece también un excitador 26 así como una vía de recepción a la que pertenece el fotodiodo 16 y que lleva a través de un preprocesador 28 la señal de recepción al módulo 22 programable.

El preprocesador 28 analógico es una vía de procesamiento con varios escalones. Esta comienza con un amplificador 30, por ejemplo un amplificador de transimpedancia, que recoge y amplifica la señal del fotodiodo 16. Un filtro 32 conectado a continuación, que puede ser por ejemplo un filtro pasobanda, transforma la señal unipolar del impulso de luz en una señal bipolar. Como escalón de procesamiento siguiente se prevé un amplificador 34 limitador, que amplifica y corta después la amplitud hasta el punto de que la señal del impulso de luz se transforme en un impulso rectangular llevado hasta la saturación.

En una gran cantidad de vías 36 de retardo paralelas se lleva este impulso rectangular al módulo 22 para el muestreo en paralelo con un retardo propio según la vía 36 de retardo. Las vías 36 de retardo pueden ser sencillas líneas de retardo, pero con preferencia se configuran como filtros todopaso contruidos de manera discreta. Por medio de inductancias y de capacidades se reproduce un retardo de la señal de aproximadamente 190 mm de tiempo de propagación de manera discreta y electrónica en una zona de unos pocos milímetros de la tarjeta de vías conductoras.

Para que el muestreo en paralelo se base en puntos de apoyo uniformes se eligen los retardos con preferencia de tal modo, que cubran uniformemente un periodo de muestreo del módulo 22. Si la frecuencia de trabajo del módulo 22 y la frecuencia de trabajo derivada de ella es en la forma de ejecución representada 800 MHz y si se prevén, como se representa, siete vías 36 retardo, los retardos equivalen, por lo tanto, a múltiplos $0 \cdot 178$ ps... $6 \cdot 178$ ps, equivaliendo 178 ps exactamente a un séptimo del periodo de muestreo de 1,25 ns a 800 MHz.

Cada vía de retardo está conectada con una entrada 38 del módulo 22 y las señales aportadas en paralelo son digitalizadas en el módulo 22. Dado que el amplificador 34 limitador genera con preferencia al menos aproximadamente una señal rectangular, es suficiente para la digitalización un binarizador, ya que el rectángulo ya sólo es portador, una vez conocida la amplitud límite prefijada del amplificador 34 limitador, de una información de bits de la amplitud. Si en cada periodo de muestreo se muestrean en paralelo siete valores, se obtiene una tasa de muestreo efectiva de 5.6 GHz. Con la cantidad de las vías 36 de retardo se puede modificar la tasa de muestreo efectiva.

La figura 3 muestra la curva de la señal de un solo impulso emitido y la correspondiente señal de recepción de la luz en diferentes escalones del procesamiento. Dado que la exactitud de la evaluación de un impulso individual está afectada, incluso con la frecuencia de trabajo aumentada de manera efectiva, de un ruido demasiado intenso para la precisión en el tiempo deseada, se emite sucesivamente una gran cantidad de impulsos de esta clase, que se evalúan estadísticamente.

El emisor 16 de luz genera un impulso 40 de luz, que, sin tener en cuenta el ruido, hace posible la determinación de un instante preciso. Para ello se presta un impulso rectangular, pero también cabe imaginar otros impulsos, por ejemplo un impulso Gauss. El impulso de luz es reflejado o reemitido en la zona de vigilancia del sensor 10 del objeto 14 diana y es transformado después en el receptor 16 de luz en una señal eléctrica. A continuación se amplifica la señal eléctrica en el amplificador 30. La señal 42 eléctrica amplificada obtenida no es un rectángulo limpio, sino que debido a las distorsiones representadas causadas por las propiedades del filtro de la vía óptica y eléctrica del camino de la señal es afectado, contrariamente a la representación, por ruido y es difusa. La diferencia 44 de tiempo entre el comienzo del impulso de la señal 40 emitida y el comienzo del impulso de la señal 42 recibida es el tiempo de propagación de la luz buscado, que, a través de la velocidad de la luz, es al mismo tiempo un valor de distancia. No es preciso, que la referencia sea el comienzo del impulso, sino que también puede ser su final, su valor máximo o cualquier otra característica identificable en el tiempo.

El filtro 32 pasobanda transforma la señal 32 inicialmente unipolar y amplificada en una señal 46 bipolar. Con ello se puede identificar con mayor facilidad el valor máximo de la señal 42 amplificada como paso por cero de la señal 46 amplificada. La forma 46 de la señal está libre del valor medio y se puede amplificar sin un desplazamiento Offset grande. Un efecto deseado es la reducción de los niveles de ruido debido a la supresión de las frecuencias bajas y altas.

ES 2 344 378 T3

En el amplificador 34 limitador se transforma la señal 46 bipolar en una sencilla onda 48 rectangular. El amplificador 34 limitador hace posible una compresión dinámica, ya que, sin desplazamientos esenciales de la fase, desplaza la señal de recepción hasta el límite. La onda 48 rectangular se lleva a través de las vías 36 de retardo al módulo 22 y hacen posible en total seis muestreos intermedios.

El muestreo en paralelo y la tasa de muestreo efectiva incrementada con ello sólo conduce a una mayor precisión de la evaluación, si los muestreos intermedios son definidos exactamente en el tiempo. Un retardo preciso en el margen de picosegundos no es, sin embargo, realizable al menos con medios sencillos como vías de retardo y filtros todopaso. Por el contrario, siempre se produce una fluctuación debida, por un lado, por efectos estáticos, es decir faltas de precisión de los componentes, y, por otro, también efectos dinámicos, como las oscilaciones de temperatura. Este efecto se ilustra en la figura 4. La señal muestreada en paralelo es imprecisa a causa de estas variaciones 54. El tiempo de propagación medido dependería con ello de la vía 36 de retardo a través de la que la característica 55 del impulso, es decir por ejemplo su valor máximo, llega al módulo 22.

Para compensar este efecto perturbador se procede según el invento a una primera recodificación. Esto se explica por medio de la figura 5 para el margen de frecuencias y por medio de las figuras 6a y 6b para el margen de tiempo. Dado que la frecuencia de emisión presenta frente a la frecuencia de trabajo una frecuencia diferencial de 100 MHz, es decir que la frecuencia de trabajo está desplazada exactamente 100 MHz con relación a la frecuencia de emisión, resulta una frecuencia intermedia de 100 MHz, que contiene los niveles de error del muestreo en paralelo, incluidos los errores del retardo. Por el hecho de que, según el invento, los valores de muestreo son recodificados hasta la frecuencia de emisión se crea en la banda base un proceso de mezcla en el que los errores se promedian por integración y se mantiene la señal. El mismo efecto favorable se produce también, como es natural, cuando se eligen otras frecuencias de emisión y de trabajo apropiadas distintas entre sí y una cantidad correspondiente de vías 36 de retardo.

Esto se explicará ahora nuevamente en relación con la figura 6 para el margen de tiempo. La figura 6a muestra por medio de las flechas 52 instantes de muestreo, que por medio de las líneas 58 verticales se agrupan siempre de siete en siete para representar un muestreo paralelo conjunto. Cada emisión repetida de un impulso de luz por medio del emisor 12 de luz es retardada en un periodo de emisión adicional, es decir $1/700 \text{ MHz} = 1,43 \text{ ns}$, mientras que el muestreo es retardado en un periodo de muestreo adicional de $1/800 \text{ MHz} = 1,25 \text{ ns}$. En la enésima repetición resulta con ello un desplazamiento 60 relativo de $n \cdot 178 \text{ ps}$, hasta que después de cada séptima repetición coinciden el comienzo de un periodo de emisión y de muestreo. La característica 55 migra por ello un desplazamiento 60, es decir, que debido al desplazamiento en el tiempo codificado alcanza el módulo 22 en el cambio cíclico uniforme sucesivamente a través de todas las vías 36 de retardo.

Durante la evaluación se descodifica este retardo 60, es decir, que las características son superpuestas en el tiempo, como muestra la figura 6b. Después de la integración o de la adición se obtiene una señal 55 útil fuerte liberada por el promediado de los errores de medida provocados por la fluctuación de las vías de retardo. Dado que las frecuencias de emisión y de trabajo se generan con el mismo cuarzo, no se introduce un error adicional debido a sus eventuales imprecisiones. En este caso cabe imaginar, que permanece una fracción de fluctuación sistemática, no simétrica distribuida alrededor de un punto cero de tiempo. Sin embargo, este se puede compensar con un calibrado inicial del sensor 10 de telemetría.

Para conseguir, que el sensor 10 sea menos sensible a elementos perturbadores ópticos de banda estrecha y eléctricos se prevé según el invento una segunda recodificación. Esta se explica por medio de la figura 7 para el margen de tiempo y en las figuras 8a y 8b para el margen de frecuencias. En lugar del impulso 40 individual representado en la figura 3 se emite siempre un impulso 66 doble. Para ilustrar la segunda recodificación se superpone al impulso de emisión un impulso 68 de perturbación de banda estrecha, que posee una amplitud mayor que el impulso útil. Con cada repetición de la emisión varía el intervalo 70 de tiempo entre la impulsos dobles. Esto se puede realizar por ejemplo con una multiplicación de 16 escalones de un retardo de $1,43 \text{ ns}$ ($1/700 \text{ MHz}$).

En la descodificación se compensan los retardos 70, es decir, que los impulsos dobles son superpuestos. Por formación de la suma de los impulsos individuales se amplifican los impulsos de recepción, que, debido a la descodificación, se sitúan uno encima de otro, mientras que el elemento 68 perturbador de banda estrecha se halla en cada repetición en otro lugar y se promedia con ello. También cabe imaginar, que se utilicen impulsos triples y otros impulsos múltiples y proceder a varios desplazamientos sobre el mismo impulso parcial para suprimir todavía más el elemento perturbador.

Este efecto se representa nuevamente en las figuras 8a y 8b para el margen de frecuencias. El elemento 68 perturbador de banda estrecha se halla en la figura 8a sin recodificación con una amplitud mayor sobre la señal 66 útil, de manera, que la señal 66 útil sólo puede ser evaluada con dificultad o no puede ser evaluada. En la figura 8b se representa la situación después de la segunda recodificación y a otra escala. La señal 66 útil se destaca ahora claramente de la señal 68 perturbadora, ya que la señal 68 perturbadora fue difuminada con la formación del valor medio sobre un margen de frecuencias más grande. Por lo tanto, con la segunda recodificación se produce una expansión en el espectro de emisión (Spread Spectrum). Durante la descodificación en el margen de muestreo se reparten los elementos perturbadores en el espectro de emisión y se suprimen con ello.

La curva del impulso de recepción se evalúa según el invento a partir de la distribución estadística de una gran cantidad de impulsos individuales. Para ello se emite por ejemplo cada microsegundo un impulso o en la segunda remodificación un impulso doble. Después de algo más de un milisegundo se forman así 1024 valores en cada instante

ES 2 344 378 T3

de muestreo intermedio. La curva se registra en este caso con preferencia de manera binaria, de manera, que cada repetición contribuye con un cero o con un uno a la distribución acumulada. En la figura 9 se representa una distribución de esta clase, que, además, está desplazada hacia abajo un Offset de 512 del valor de reposo previsto. Cada barra 80 del histograma equivale a un instante de muestreo intermedio y las barras 80 del histograma forman en su conjunto una aproximación discreta a la distribución de las señales de recepción. El flanco 82 descendente de la distribución ideal así aproximada determina en su paso 84 por cero un instante de referencia bien definido de la señal de recepción. Este paso 84 por cero descendente puede ser determinado, por lo tanto, por medio de un cambio de signo con una amplitud suficientemente grande a la izquierda y a la derecha del paso 84 por cero para diferenciar el impulso de recepción de variaciones estadísticas.

Dicho de otra manera, se puede identificar por interpolación el nivel medio de la curva característica. La pendiente de la curva característica depende de la relación señal/ruido, pero es limitada por el tiempo máximo de crecimiento en el sistema y por los niveles de error de las vías 36 de retardo. Según el invento, la curva característica es aplanada con la primera recodificación y por ello se puede evaluar con mayor exactitud. El que en el cálculo del tiempo de propagación de la luz el instante de referencia de la emisión se apoye en el mismo instante de referencia dentro del impulso de emisión que el impulso de recepción es irrelevante para el funcionamiento del sensor 10. Debido a ello se crea en todo caso valor fijo, que puede ser compensado con el calibrado.

El invento también abarca otras características imaginables para la determinación del instante de recepción, por ejemplo o máximo o un mínimo u otros.

La figura 10 representa una alternativa de la determinación del paso 84 por cero. En ella se representa la curva de intensidad de una diana 86 negra, de una diana 88 gris y de una diana 90 blanca. El paso por cero de la curva es independiente de las propiedades de reemisión y por ello robusto frente a diferentes objetos 14. Este paso por cero puede ser determinado en su entorno con un "fit" lineal, por ejemplo con una recta de regresión.

REIVINDICACIONES

1. Sensor (10) optoelectrónico para la medición de distancias con el procedimiento de propagación de la luz con un emisor (12) de luz para la emisión de impulsos de luz individuales y con un receptor (16) de luz para la recepción de los impulsos de luz individuales reflejados o reemitidos como señal de recepción de la luz así como con una unidad (18) de evaluación implementada en un módulo (22) programable, en especial un “Field Programmable Gate Array” o en un “Programmable Logic Device”, diseñada para determinar, a partir de una característica de la distribución estadística de una gran cantidad de impulsos de luz individuales recibidos, el tiempo de propagación de la luz entre la emisión y la recepción, previéndose varias vías (36) de retardo entre el emisor (12) de luz y el módulo (22) programable, que pueden llevar la señal de recepción de la luz con retardos diferentes entre sí al módulo (22) programable para obtener en cada periodo de muestreo prefijado por la frecuencia de trabajo del módulo (22) programable por medio del muestreo en paralelo de varios valores la señal de recepción de la luz, **caracterizado** porque el emisor (12) de luz se diseña para emitir impulsos de luz individuales sucesivos con un desplazamiento en el tiempo variable y porque la unidad (18) de evaluación se diseña para promediar los impulsos individuales de luz, compensando el desplazamiento en el tiempo de los impulsos de luz individuales, para compensar las variaciones en las vías (36) de retardo.

2. Sensor (10) según la reivindicación 1, estando configurado el emisor (12) de luz para emitir impulsos de luz individuales sucesivos con un desplazamiento en el tiempo, que da lugar a que las señales de luz de recepción sucesivas recorran uniformemente, en especial varias veces y de manera cíclica, todas las vías (36) de retardo.

3. Sensor (10) según la reivindicación 1 ó 2, estando configurado el emisor (12) para generar el desplazamiento en el tiempo por medio de la emisión de impulsos de luz individuales con un retardo de un múltiplo de periodos de emisión completos, siendo la frecuencia de emisión distinta de la frecuencia de trabajo y porque la unidad (22) de evaluación se diseña para retardar el muestreo en múltiplos del periodo de muestreo.

4. Sensor (10) según una de las reivindicaciones precedentes, en el que se prevé un preprocesador (28) analógico, que puede devolver a las vías (36) de retardo la señal de recepción de la luz de cada impulso de luz individual recibido como señal bipolar preprocesada.

5. Sensor (10) según la reivindicación 4, en el que el preprocesador (28) comprende:

- un amplificador (30), en especial un amplificador de transimpedancia, para la amplificación de la señal de recepción de la luz y/o
- un filtro (32), en especial un filtro pasobanda, para la conversión de la señal de recepción de la luz inicialmente unipolar en una señal bipolar y/o
- un amplificador (34) limitador para amplificar la componente positiva, respectivamente negativa de la señal hasta un valor de saturación.

6. Sensor (10) según una de las reivindicaciones precedentes, en el que las vías (36) de retardo están implementadas de manera analógica y cada una está unida con una entrada del módulo (22) programable y poseen líneas de retardo o un filtro todopaso.

7. Sensor (10) según una de las reivindicaciones precedentes, en el que la característica es un valor extremo o un paso por cero y en especial el paso por cero de la señal bipolar y en el que la unidad (18) de evaluación está configurada para determinar el paso por cero por medio de un cambio de signo o por medio de un “fit” lineal por medio de al menos dos puntos de la distribución.

8. Sensor (10) según una de las reivindicaciones precedentes, en el que el emisor (12) de luz se configura para emitir cada impulso de luz individual al menos como impulso doble con retardo de impulso doble variable entre los dos impulsos del impulso doble y en el que la unidad (18) de evaluación se diseña para compensar los retardos de los impulsos dobles de tal modo durante la evaluación, de manera, que los dos impulsos del impulso doble se sitúen uno sobre el otro en el tiempo.

9. Procedimiento para la medición de distancias con el procedimiento del tiempo de propagación de la luz en el que un emisor (12) de luz emite impulsos de luz individuales y un receptor (16) de luz recibe como señal de recepción de la luz los impulsos de luz individuales reemitidos o reflejados, en el que en una unidad (18) de evaluación implementada en un módulo (22) programable, en especial un Field Programmable Gate Array o un Programmable Logia Device se determina a partir de una característica de la distribución estadística de una gran cantidad de impulsos de luz individuales el tiempo de propagación de la luz entre la emisión y la recepción y en el que la frecuencia de muestreo efectiva del módulo (22) programable se incrementa por medio del muestreo en paralelo de varios valores de la señal de recepción de la luz en cada uno de los periodos de muestreo prefijados por la frecuencia de trabajo del módulo (22) programable por el hecho de que la señal de recepción de la luz es llevada al módulo (22) programable sobre varias vías de retardo paralelas entre el emisor (12) de luz y el módulo (22) programable con retardos distintos entre sí, **caracterizado** porque la gran cantidad de impulsos individuales de luz se emite de tal modo, que las señales de recepción de la luz se lleven siempre a las vías (36) de retardo con un retardo en el tiempo variable y porque se

ES 2 344 378 T3

promedian los impulsos de luz individuales con compensación del desplazamiento en el tiempo para compensar las variaciones en las vías (36) de retardo.

5 10. Procedimiento según la reivindicación 9, en el que el desplazamiento en el tiempo se genera por medio de una emisión retardada en un múltiplo de periodos de emisión completos y el muestreo se genera en múltiplos de los periodos de muestreo completos, siendo la frecuencia de emisión distinta de la frecuencia de trabajo.

10 11. Procedimiento según la reivindicación 9 ó 10, en el que cada impulso de luz individual se emite como impulso doble con retardo variable del impulso doble entre los dos impulsos del impulso doble y en el que los retardos de los impulsos dobles se compensan durante la evaluación de tal modo, que los dos impulsos de un impulso doble se hallen siempre uno encima del otro en el tiempo.

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

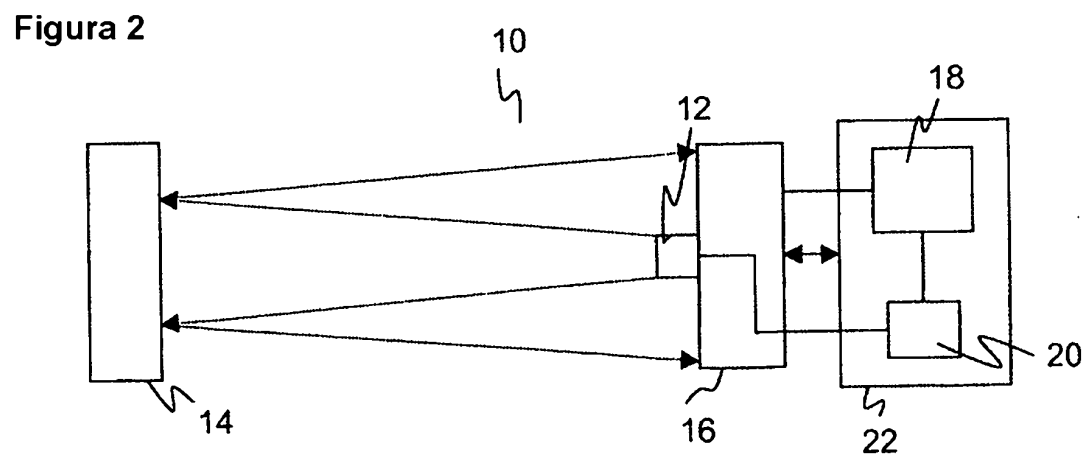
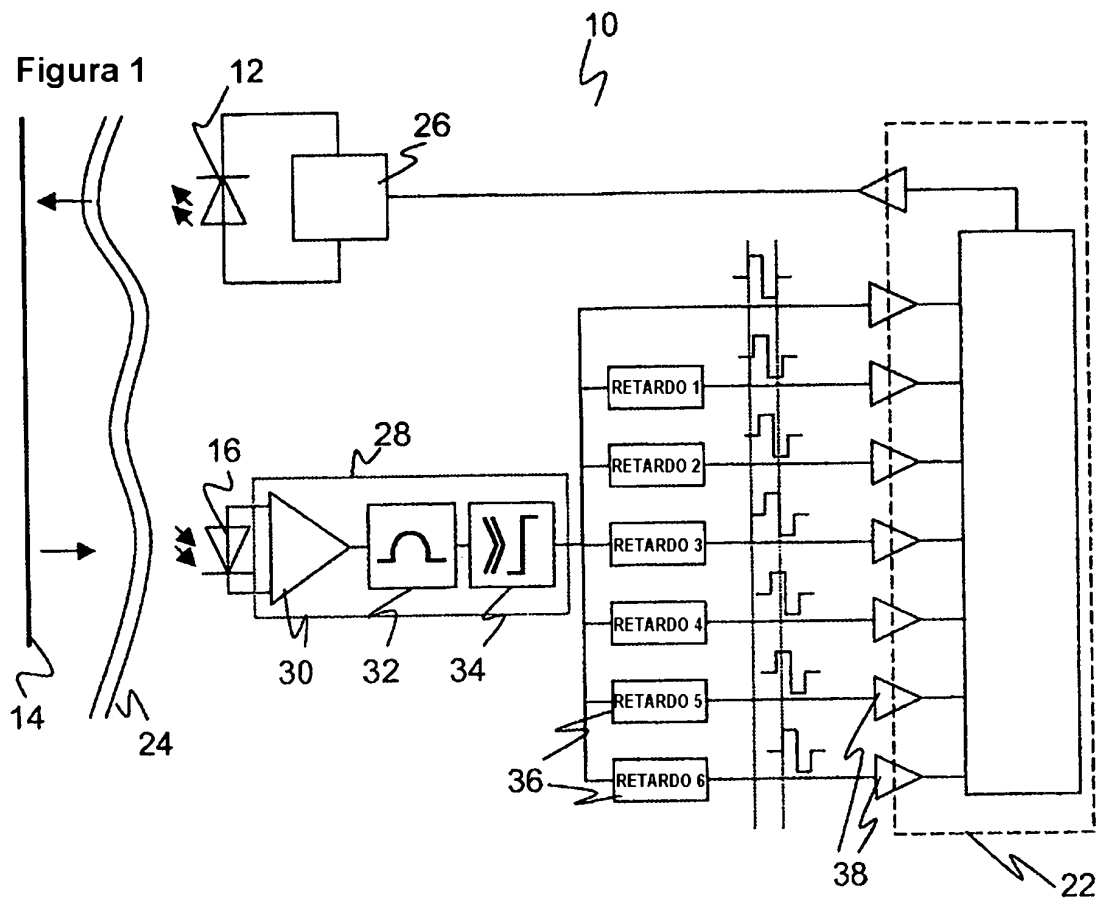


Figura 3

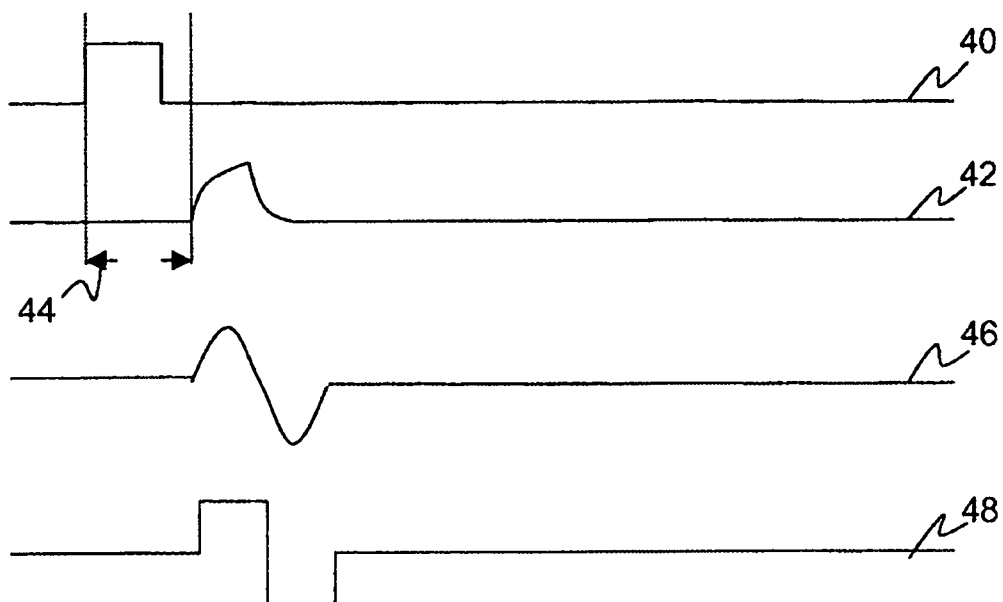


Figura 4

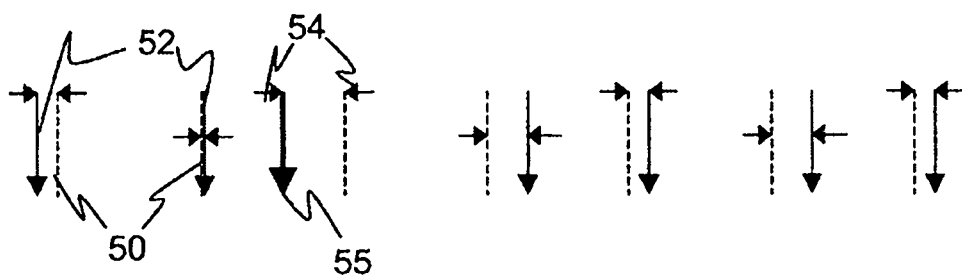


Figura 5

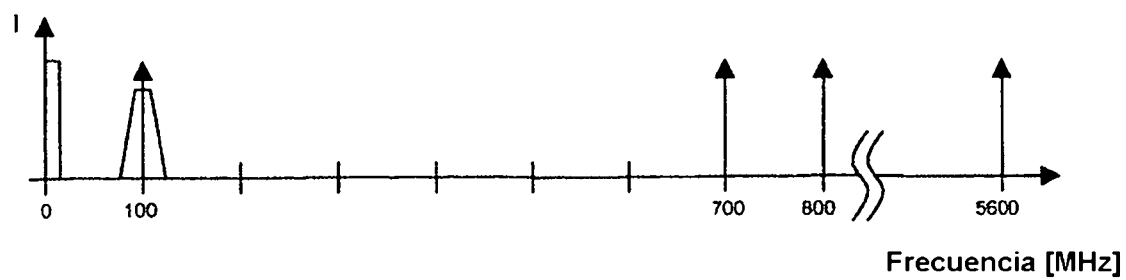


Figura 6a

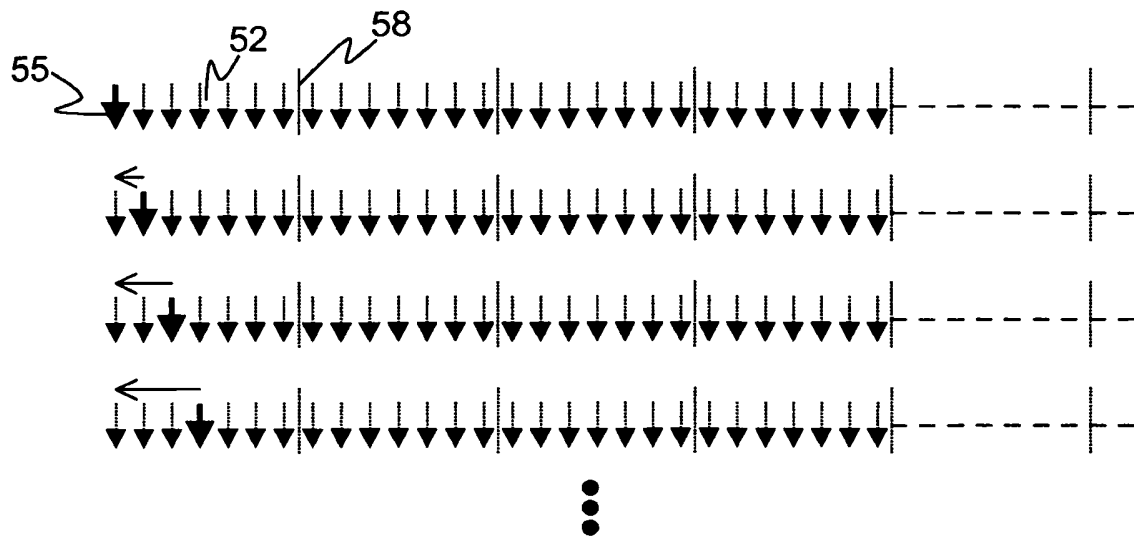


Figura 6b

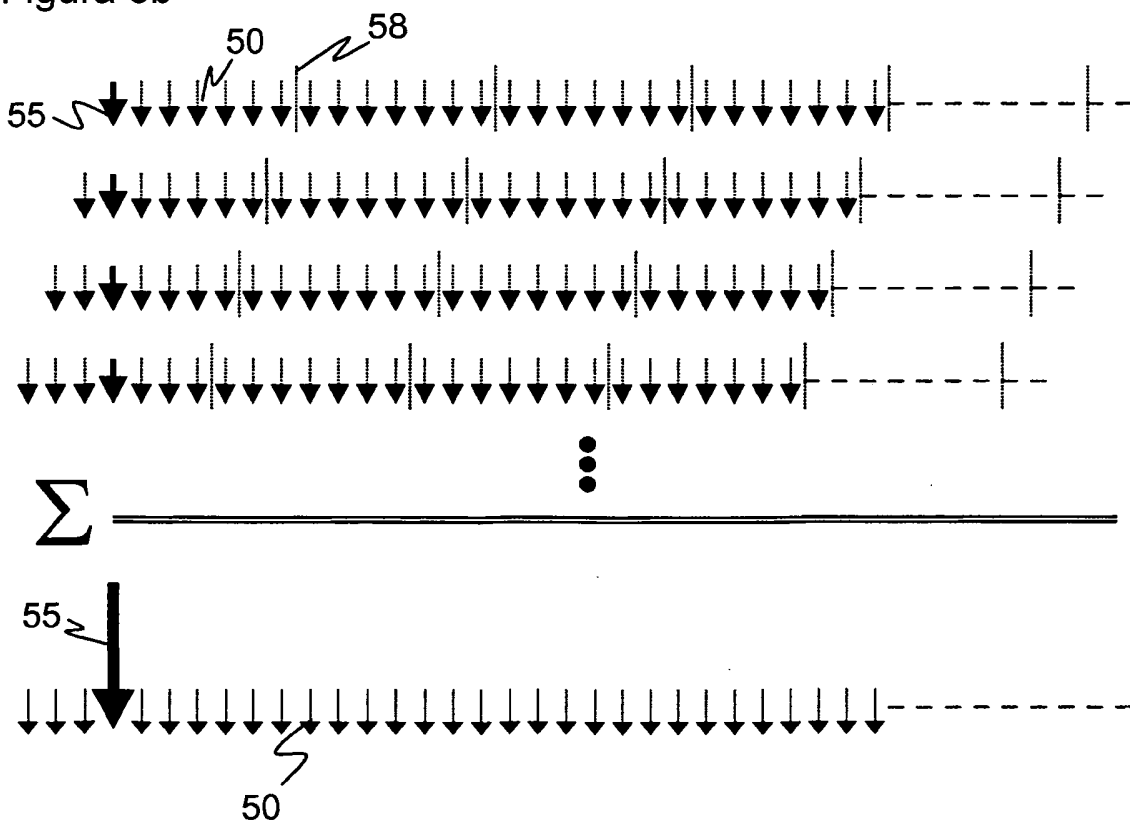
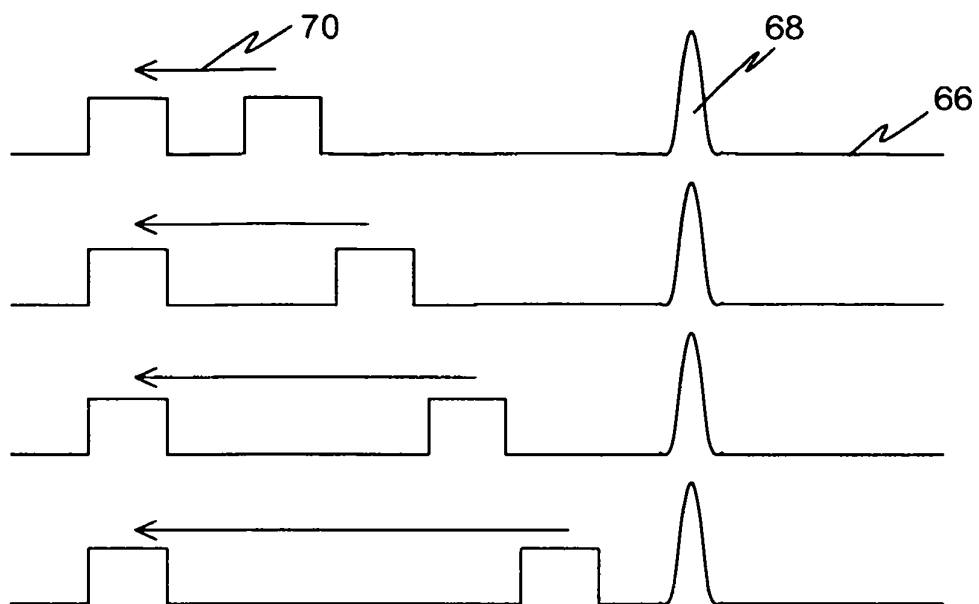


Figura 7



D

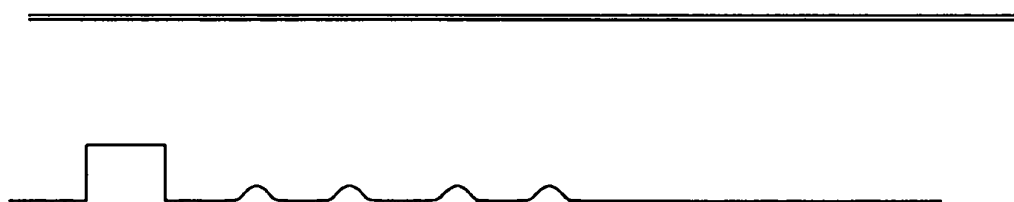


Figura 8a

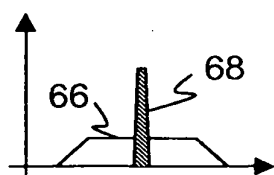


Figura 8b

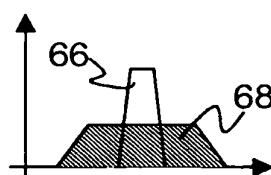


Figura 9

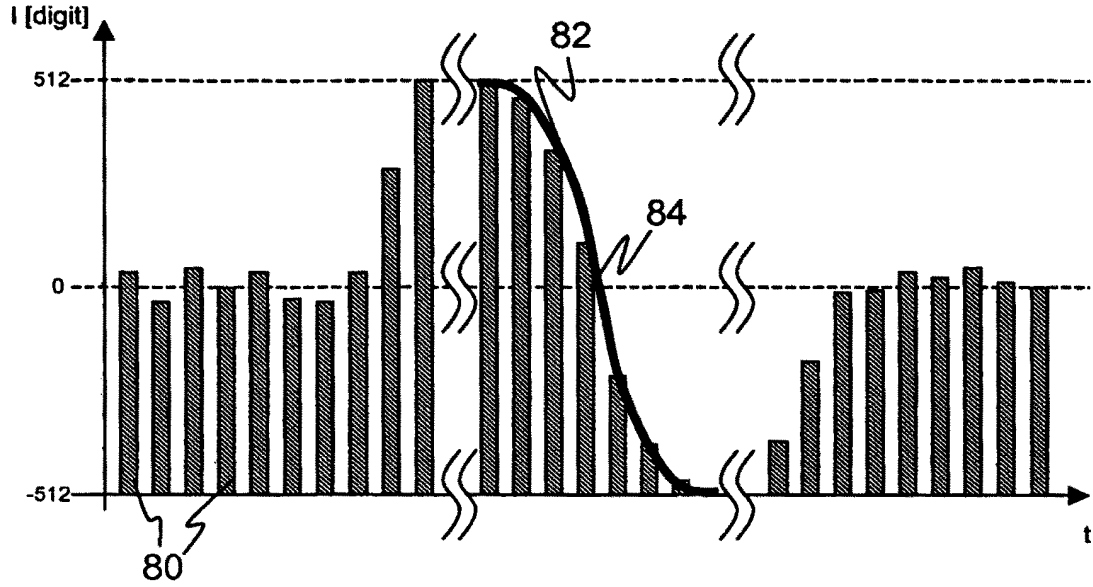


Figura 10

