

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 551 935**

51 Int. Cl.:

G01S 17/10 (2006.01)

G01S 7/487 (2006.01)

G01S 17/89 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **07.04.2009 E 09731665 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **12.08.2015 EP 2263103**

54 Título: **Distanciómetro óptico y procedimiento para la medición óptica de distancias**

30 Prioridad:

14.04.2008 DE 102008018718

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

24.11.2015

73 Titular/es:

**FRAUNHOFER-GESELLSCHAFT ZUR
FÖRDERUNG DER ANGEWANDTEN
FORSCHUNG E.V. (100.0%)
Hansastraße 27c
80686 München, DE**

72 Inventor/es:

**SCHREY, OLAF;
BROCKHERDE, WERNER;
HOSTICKA, BEDRICH y
ULFIG, WIEBKE**

74 Agente/Representante:

PONTI SALES, Adelaida

ES 2 551 935 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

Distanciómetro óptico y procedimiento para la medición óptica de distancias

5 **[0001]** La invención se refiere a un distanciómetro óptico y a un procedimiento para la medición óptica de distancias como los empleados, por ejemplo, en cámaras tridimensionales.

[0002] Como se describirá a continuación, el área de aplicación técnica de la presente invención es múltiple. La tecnología de sensores de imagen CMOS (del inglés, *Complementary Metal Oxide Semiconductor*,
10 semiconductor complementario de óxido metálico) brinda posibilidades efectivas de captar en tiempo real señales de medición a alta velocidad. Esto resulta de gran importancia en la captura de imágenes de distancia tridimensionales (3D). En este sentido, los procedimientos de tiempo de recorrido de pulso y los procedimientos con luz modulada de forma continua sirven para medir profundidades sin contacto. Para ello, se mide la intensidad residual de una luz láser infrarroja reflejada por un objeto. En este contexto, se habla también de medición tridimensional de distancias.

15 **[0003]** Aplicaciones típicas en las que puede emplearse una medición óptica de distancias son, por ejemplo, sistemas de posicionamiento / inspección tridimensionales, sistemas de posicionamiento unidimensionales tales como, por ejemplo, almacenes de altas estanterías o sistemas de llenado, en el sector de la automoción: sistemas para la inspección del habitáculo interior de los vehículos, para el control del airbag, sistemas anti-robos, sistemas de reconocimiento de carril o los denominados «sistemas de sensores Pre-Crash», protección de peatones o sistemas de asistencia al estacionamiento. También es concebible que la medición óptica de distancias se utilice para la medición topográfica, el reconocimiento de personas o en sensores detectores de presencia. Otros ámbitos de aplicación son el control / cómputo del tráfico, en el área de la logística, la automatización industrial o la supervisión de distintas áreas (de peligro).

25 **[0004]** Especialmente, en el caso de la activación inteligente del airbag y en el reconocimiento del carril se imponen elevados requisitos de fiabilidad al sistema de medición de distancia. Así, por ejemplo, en los sistemas inteligentes de control del airbag, ha de alcanzarse el objetivo de activar el airbag con una intensidad retardada en función de la separación del pasajero. Asimismo, el sistema de reconocimiento de carril también debe funcionar bien
30 en situaciones de niebla, oscuridad, condiciones meteorológicas adversas y situaciones de contraluz extremas. Esto es posible con los sensores de imagen CMOS 3D. Dado que debido a la presión legal que cabe esperar por parte de la industria automovilística existe o se prevé una gran demanda de este tipo de sistemas inteligentes, se abre un gran potencial de mercado para esta área de aplicación.

35 **[0005]** El empleo ventajoso de una iluminación activa en las cámaras CMOS tridimensionales (3D) para captar una imagen de distancia tridimensional que, por ejemplo, pueda utilizarse en el ámbito de la automoción se describe en los documentos de patente DE 19833207 A1, EP 104366 B1 y WO2007/031102 A1.

[0006] Los sensores de imagen CMOS 3D existentes para la medición de distancia y profundidad se basan en gran medida en el principio funcional de un sensor de puntos de imagen activos o un sensor de píxeles activos (APS). En este caso, la apertura temporal de una ventana de exposición del píxel se sincroniza con la activación pulsada de una iluminación activa de la escena. No obstante, con la luz pulsada deseada para la iluminación activa de la escena también se detecta siempre conjuntamente una porción de luz de fondo indeseada. Asimismo, la reflectividad de los objetos de la escena también influye en la porción de luz reflejada. Estos factores falsean la señal
45 útil, en ocasiones, de forma considerable, dependiendo de la distancia del objeto. Por tanto, para conseguir información suficientemente precisa sobre la distancia se captan varias imágenes con un láser activado o desactivado (luz pulsada) o en dos tiempos de exposición u obturador efectivos diferentes.

[0007] Este procedimiento presenta algunas desventajas. Por una parte, al captar secuencias de imágenes en serie (captura en serie) se limita el ancho de banda, debido a lo cual no son posibles aplicaciones 3D en el intervalo de altas y máximas velocidades. Además, debido a la corrección de reflectancia en serie, es necesario pulsar dos veces la fuente láser, lo cual significa una duplicación innecesaria de la energía, lo cual, en determinados casos de aplicación tales como, por ejemplo, la supervisión del exterior de vehículos, puede entrar en conflicto con los requisitos de seguridad para los ojos frente a la radiación láser.

55 **[0008]** El objetivo de la presente invención consiste en crear un distanciómetro óptico y un procedimiento para la medición óptica de distancias, gracias a los cuales pueda aumentarse la velocidad de medición y reducirse la energía de radiación necesaria para la medición óptica de distancias.

[0009] Este objetivo se consigue gracias al distanciómetro óptico según la reivindicación 1 o el dispositivo según la reivindicación 10 y el procedimiento según las reivindicaciones 19 y 24.

[0010] El objetivo alcanzado con la invención consiste en la creación de un distanciómetro óptico o un dispositivo y un procedimiento para la medición óptica de distancias que pueda detectar tanto los componentes perturbadores de luz de fondo como también los componentes de reflectancia en un único ciclo de medición. Gracias a ello, puede evitarse también tener que pulsar dos veces la fuente de radiación o fuente láser para cada captura 3D. A través de esto, se reduce claramente el problema de la seguridad ocular en relación con la energía láser dado que solo se necesita la mitad de la energía láser utilizada originalmente. Asimismo, al prescindir de una segunda secuencia de pulsos, resulta más sencillo cumplir con el tiempo de espera de normalmente algunos microsegundos para la recuperación del láser dado que todo el ciclo de medición para cada captura 3D o medición de distancia 3D puede reducirse a únicamente una secuencia de pulsos láser. De forma ventajosa, gracias a ello el tiempo de medición se reduce a la mitad —como aproximación más cercana— en comparación con la captura de imágenes en serie.

15

[0011] Un distanciómetro óptico según la presente invención comprende una fuente de radiación pulsada que está configurada para, en un periodo de pulsos de radiación temporalmente continuo, estar activa o emitir un pulso de radiación con una duración de pulso t_p más corta que el periodo de pulsos de radiación, y, en un periodo oscuro temporalmente continuo, estar desactivada o no emitir ningún pulso de radiación. Asimismo, el distanciómetro óptico según la presente invención comprende un dispositivo de detección para detectar diferentes cantidades de radiación en dos periodos de detección que se solapan en el periodo de pulsos de radiación, para captar reflexiones del pulso de radiación en la superficie de un objeto y radiación de fondo y/o, durante el periodo oscuro, captar una radiación de fondo. Además, el distanciómetro óptico comprende un dispositivo de valoración que, basándose en las cantidades de radiación detectadas, calcula una señal que depende de la distancia del distanciómetro óptico respecto a un objeto.

[0012] Asimismo, la presente invención proporciona un procedimiento para la medición óptica de distancias mediante la emisión de un pulso de radiación con una fuente de radiación pulsada que está configurada para, en un periodo de pulsos de radiación temporalmente continuo, emitir un pulso de radiación con una duración de pulso t_p más corta que el periodo de pulsos de radiación y, en un periodo oscuro temporalmente continuo, no emitir ningún pulso de radiación. Además, el procedimiento comprende la detección de diferentes cantidades de radiación con un dispositivo de detección que está configurado para, en dos periodos de detección que se solapan en el periodo de pulsos de radiación, captar reflexiones del pulso de radiación en la superficie de un objeto y radiación de fondo, y/o, durante el periodo oscuro, captar una radiación de fondo, y, además, basándose en las cantidades de radiación detectadas, calcular señales que dependen de la distancia que se trata de medir.

[0013] Ejemplos de realización de la presente invención ofrecen la ventaja de que un dispositivo de detección para detectar diferentes cantidades de radiación en dos periodos de detección que se solapan está configurado de forma paralela, de modo que, en un único periodo de pulsos de radiación, puede captarse información contenida en el pulso de radiación reflejado sobre la porción de fondo, reflectancia y distancia, y, en un segundo periodo oscuro, puede detectarse una porción de señal de fondo sin pulso de radiación reflejado. En un dispositivo de valoración, configurado de forma paralela en un ejemplo de realización, puede entonces, basándose en las energías de radiación detectadas, calcularse una señal que depende de una distancia del distanciómetro óptico respecto a un objeto.

45

[0014] Por tanto, el distanciómetro óptico según la invención o el procedimiento según la invención para la medición óptica de distancias puede ofrecer la posibilidad de incrementar sobreproporcionalmente la velocidad de medición y reducir a la mitad la energía de radiación necesaria para la medición.

[0015] A continuación, se explican de forma detallada, haciendo referencia a los dibujos adjuntos, ejemplos de realización de la presente invención y explicaciones correspondientes. Los dibujos muestran lo siguiente:

la fig. 1, una representación esquemática de la disposición de medición para detectar la distancia o profundidad;

55 la fig. 2, el esquema eléctrico de una ruta de salida de lectura para una cámara 3D;

la fig. 3a, el esquema temporal para la medición de distancia con corrección de luz parásita para un circuito según la figura 2;

la fig. 3b, una representación de la relación entre el reinicio de píxel y la señal de obturador de la figura 3a;

la figura 4, una representación esquemática de un distanciómetro óptico según un ejemplo de realización de la presente invención;

5

la figura 5, un circuito para un distanciómetro óptico o un dispositivo para medir distancias con muestreo doble según un ejemplo de la presente invención;

la fig. 6, un esquema temporal para explicar el funcionamiento del dispositivo para la medición de distancias con muestreo doble según la figura 5;

10

la fig. 7, un diagrama temporal simulado para explicar el modo de funcionamiento de ejemplos de realización de la presente invención;

15 la fig. 8, un circuito para un distanciómetro óptico o un dispositivo para la medición de distancias con muestreo doble según otro ejemplo de la presente invención;

la fig. 9, otro circuito para un distanciómetro óptico o un dispositivo para la medición de distancias con muestreo doble según otro ejemplo de la presente invención;

20

la fig. 10, un diagrama esquemático de la relación tiempo – tensión para ilustrar la extrapolación de la porción de luz de fondo con ayuda del circuito explicado en las figuras 8 y 9;

la fig. 11a, otro diagrama esquemático de la relación tiempo – tensión para ilustrar la extrapolación de la porción de luz de fondo con ayuda del circuito mostrado en las figuras 8 y 9;

25

la fig. 11b, una representación esquemática relativa a las fases de reinicio para un dispositivo según ejemplos de realización de la presente invención;

30 la fig. 12, un diagrama de bloques de un sistema de medición de distancias con muestreo doble según un ejemplo de realización de la presente invención que presenta una pluralidad de distanciómetros dispuestos en una matriz; y

la fig. 13, un diagrama de flujos del procedimiento para la medición óptica de distancias según un ejemplo de realización de la presente invención.

35

[0016] En relación con la siguiente descripción de los ejemplos de realización de la presente invención, ha de tenerse en cuenta que, por simplicidad, en toda la descripción de las distintas figuras se han utilizado los mismos números de referencia para elementos funcionalmente idénticos o equivalentes, con la misma función o equivalentes.

40

[0017] En la figura 1 se ilustra una disposición esquemática de un sistema de medición 100 para la medición óptica de distancias y una arquitectura posible de puntos de imagen (píxeles) 125a de un sensor de imagen. Para detectar una información de distancia o profundidad, se irradia un objeto objetivo 105 con una fuente láser pulsada 110. Sincronizada en fase respecto a esta, comienza la exposición de una disposición de fotoreceptores integradora en el sensor de imagen 125. La distancia d del sensor respecto al objeto irradiado 105 determina el tiempo de recorrido del pulso de luz 110a enviado por la fuente láser 110 y, por tanto, la potencia lumínica medida por el receptor 125 en una ventana temporal de exposición predeterminada. El distanciómetro óptico 100 puede presentar, por ejemplo, una óptica refractiva 102 y una óptica receptora 104, a través de las cuales se proyecta el pulso láser sobre el objeto objetivo o el rayo reflejado sobre el receptor 125. El pulso láser puede presentar, tras la óptica refractiva 102, un ángulo de apertura θ . La fuente de luz pulsada o fuente de luz láser 110 puede presentar, en comparación con el receptor 125, un ángulo α despreciablemente pequeño, por lo cual todo el recorrido del pulso de luz emitido y reflejado es $2d$. En caso de un ángulo α fijo conocido y una distancia d conocida, esta diferencia espacial también puede compensarse por medios computacionales. El pulso láser se refleja en la superficie 105 irradiada, pudiendo ser la superficie del objeto un radiador Lambert, y, tras un retardo de tiempo de recorrido $t_{\text{recorrido}} = 2d/c_{\text{luz}}$, incide con la energía residual $E_{\text{láser}}$ en la superficie fotosensible de la unidad receptora 125. La unidad receptora puede ser, por ejemplo, un sensor de imagen CMOS. El pulso láser procedente de la fuente de luz pulsada 110 y la medición de la exposición en el receptor comienzan sincronizados en fase o temporalmente sincronizados de forma regulable, es decir, en el presente ejemplo de realización, por ejemplo, simultáneamente en un instante $t = T_{1,0}$ (véase la figura 3a). Por tanto, dependiendo de la dimensión de la distancia d , el tiempo de

55

recorrido hasta que se detecta el pulso reflejado en el receptor 125 será más corto o más largo, y el periodo $t_{\text{recorrido}}$ 303 se desplaza hacia la izquierda o la derecha a lo largo de un eje temporal t en la figura 3a. Por tanto, con una distancia creciente, aumenta el tiempo de retardo y el periodo $t_{\text{recorrido}}$ se desplaza hacia la derecha. En el receptor 125, la medición se lleva a cabo de forma integradora en un periodo corto t_p o en un intervalo de tiempo más largo t_s , 5 el denominado «tiempo de obturador». En esta disposición, la señal medida por el fotoreceptor 125 es linealmente proporcional a la distancia. Tal como se muestra de forma esquemática en la figura 1, el fotoreceptor 125 puede estar formado por una hilera de puntos de imagen (píxeles) 125a. El píxel 125a puede ser, por ejemplo, un fotodiodo PN 130. El fotodiodo PN 130 puede generar una corriente o carga fotoeléctrica por exposición. El píxel 125a puede ser, por ejemplo, un fotodiodo de sustrato P y pozo N con una capacitancia de capa de bloqueo paralela C_D 132 que 10 puede estar conectado a masa 133 con un terminal y, con el otro terminal, a un amplificador separador 134 que puede estar configurado como un seguidor de tensión (seguidor de fuente).

[0018] Por tanto, el receptor 125 puede ser, por ejemplo, un sensor formado por elementos de píxel activos (sensor de píxeles activos, APS) que, por ejemplo, está fabricado con la tecnología CMOS y, por ello, también se 15 denomina a menudo «sensor CMOS». Gracias al uso de la tecnología CMOS se posibilita integrar otras funciones tales como, por ejemplo, una libre selección del área de sensor que va a leerse, un control de la exposición, una corrección del contraste o una transformación analógica-digital.

[0019] También es concebible que el píxel 125a sea un píxel pasivo que no presente ningún amplificador 134 20 que amplifique o trate la señal generada por el fotodiodo. A título de ejemplo, se citan aquí dos principios para la lectura de píxeles. En un primer principio de lectura de carga, se lee una carga acumulada en una capacitancia de capa de bloqueo 133 que se genera, por el efecto fotoeléctrico interior, al interactuar una radiación con el fotodiodo. En otro principio de lectura de píxeles, el píxel presenta un amplificador separador en forma de un seguidor de tensión 134. En puntos de imagen que operan según este principio, se lee una tensión aplicada a través del píxel. 25 En este caso, la tensión se reduce por las cargas de los electrones y huecos generados por el efecto fotoeléctrico interior.

[0020] A continuación, se muestra a título de ejemplo el modo de funcionamiento de un receptor 125 mediante un circuito (figura 2) para un píxel 125a del sensor de imagen 125 y un diagrama temporal correspondiente 30 (figura 3a) que ilustra las normas de medición para la medición de distancias con corrección de luz parásita.

[0021] La figura 2 muestra la estructura esquemática de una ruta de lectura analógica de tiempo de recorrido 3D estándard para un píxel 125a. El píxel 125a de la figura 2 comprende como unidad de detección, por ejemplo, un fotodiodo de pozo N / sustrato P PD 130 con la capacitancia de capa barrera C_D 132. Al comienzo de cada proceso 35 de exposición, el fotodiodo PD 130 se polariza con un potencial de reinicio V_{reinicio} 229 a través de un interruptor de reinicio 227 que puede estar configurado como transistor Q1. Además, el píxel 125a presenta un amplificador separador 134, por ejemplo, un denominado «seguidor de fuente» o «seguidor de tensión». Normalmente, el amplificador separador 134 está configurado como un seguidor de fuente y almacena de forma temporal la tensión aplicada a través de la capacitancia C_D 132. La salida del seguidor de tensión 134 puede conectarse a un circuito de 40 muestreo y retención 250 a través de un interruptor u obturador 252 con una capacitancia de muestreo C_S 254 y otro amplificador separador 264 del circuito de muestreo y retención 250. La salida del amplificador separador 264 puede conectarse a un circuito subsiguiente para el muestreo doble (correlacionado) 270 —circuito (C)DS ((*Correlated Double Sampling*))— a través de un transistor selector o de selección 255.

45 **[0022]** Al comienzo de un proceso de exposición, el fotodiodo 130 y, con ello, la capacitancia de capa de barrera C_D 132 y la capacitancia de muestreo C_S 254 se carga al potencial inicial U_{ref} 220 definido tras cerrar el transistor de reinicio Q_1 227 y el interruptor 252. Cuando, a continuación, se abre el interruptor de reinicio 227 y, con ello, el fotodiodo 130 con la capacitancia de capa de barrera 132 se desacopla de la tensión U_{ref} 229, los pares electrón(es)-orificio resultantes de la radiación que incide en el fotodiodo descargan las capacitancias C_D 132 y C_S 50 hasta que se desactiva, es decir, se abre el obturador 252. Con ello, una tensión que reproduce el proceso de descarga temporal por la radiación incidente se transmite a la capacitancia C_S 254 a través del amplificador separador 134. Tras un tiempo T_{int} , este proceso se interrumpe. Esto significa que, tras abrir el interruptor 252, la capacitancia de muestreo 254 del circuito de muestreo y retención 250 (*Sample and Hold*) tiene una tensión residual U_1 que describe el proceso de descarga de la capacitancia de capa de barrera del fotodiodo debida a la radiación 55 incidente en un periodo. La medición de distancia o la detección de distancia espacial resulta posible gracias a la disposición de los píxeles en una matriz (disposición) y por medio de exposición sincrónica de todos los elementos receptores (píxeles) y la señal de obturador en el fotodiodo. La apertura del obturador, es decir, la finalización de la integración, interrumpe el flujo de corriente a la capacitancia de muestreo C_S 254, de modo que «se congela» el valor actual de las cargas elementales proporcionales a la luz acumuladas en las capacitancias C_D 232 y C_S 254. Si

el pulso láser reflejado y el tiempo de integración se solapan parcialmente durante la señal de obturador, la tensión U_1 aplicada a C_S 254 incluirá información sobre la distancia d y las porciones de luz parásita. Si la duración de la señal de obturador y, por tanto, el tiempo de integración es superior a la amplitud de pulso t_p del láser, la tensión U_2 aplicada a la capacitancia de muestreo 254 es una medida de la densidad de potencia láser acumulada en total, la cual contiene además información sobre las porciones de luz parásita, porciones de reflectancia r y sobre la sensibilidad R del fotodiodo empleado. Esta circunstancia se aprovecha para compensar porciones de luz parásita o luz de fondo. El resultado de medición obtenido mediante la integración en una ventana temporal que se solapa parcialmente con el pulso láser reflejado incluye, además de la distancia d y las porciones de luz parásita, información sobre la reflectancia r del objeto expuesto y la sensibilidad R del fotodiodo utilizado, que se originan por influencias inevitables de la iluminación ambiental.

[0023] Para obtener el valor de distancia puro, es decir, para la medición de la distancia, en el método convencional se realizan dos ciclos de mediciones sucesivos, los cuales se diferencian en el tiempo de integración o la duración de la señal de obturador, es decir, el tiempo en el que el obturador o el interruptor 252 está cerrado, y el proceso de descarga de la capacitancia de capa de barrera 232 y la capacitancia de muestreo 254 se realiza por luz que incide en el fotodiodo. Por tanto, una primera ventana de integración con un primer tiempo de integración correspondiente a la señal de obturador puede corresponder a la duración y la amplitud de pulso t_p del pulso láser utilizado para la medición de la distancia, y un segundo tiempo de integración t_s o t_{int2} de una segunda ventana de integración puede ser mayor que la amplitud de pulso t_p del pulso láser.

[0024] El esquema temporal o las normas de medición para la medición de distancias con el circuito ilustrado en la figura 2 se muestran esquemáticamente en los diagramas temporales de la figura 3a. Los ejes x 301 de los diagramas a-f de la figura 3a representan ejes temporales t , en los que se ilustra el desarrollo temporal de la interacción de los distintos componentes del circuito para la medición de distancias con corrección de luz parásita. Tanto los ejes temporales t 301 como los correspondientes ejes y 302a - 302f se ilustran en unidades arbitrarias y sirven únicamente para ilustrar los eventos en el tiempo. En el eje y de la figura 3a, se muestra, en el diagrama a, el pulso láser; en el diagrama b, el pulso láser reflejado; en el diagrama c, el comportamiento de conmutación del obturador de píxeles; en el diagrama d, la tensión en la capacitancia de muestreo; en el diagrama e, la señal de selección y , en el diagrama f, la señal de reinicio.

[0025] Como se muestra en la figura 3a, en un primer ciclo I 360, que comprende dos sub-ciclos I_A 306 e I_B 308 y puede durar, por ejemplo, 20 - 2.000 nanosegundos, un fotodiodo se polariza de manera definida en respuesta a una señal de reinicio 334 (diagrama f), tal como se ha descrito anteriormente, es decir, se configura una capacitancia de capa de barrera polarizada. Al reiniciar el píxel por medio del interruptor 227 (figura 2), el interruptor 252, es decir, el obturador, puede cerrarse simultáneamente. El tiempo de integración comienza cuando el reinicio está a 0, es decir, el interruptor de reinicio 227 se abre nuevamente, y se detiene cuando seguidamente la señal de obturador está a 0, es decir, el interruptor 252 se abre nuevamente.

[0026] La figura 3b muestra esta relación temporal entre la señal del obturador, ilustrada en el diagrama c de la figura 3a, y la señal de reinicio de píxel, mostrada de forma más detallada en el diagrama f. Durante el reinicio de píxel 334, 336, 338 y 340, los obturadores de píxel 314, 312, 316 y 317 deberían estar cerrados, tal como se ilustra en la figura 3a. Esto significa que el reinicio de píxel y la señal de obturador comienzan simultáneamente y de forma que se solapan. No obstante, el tiempo de integración t_{int} solo comienza una vez que se ha terminado el reinicio de píxel, es decir, se ha ajustado nuevamente a 0. La integración se detiene cuando el obturador o el interruptor 252 se abre, es decir, la señal de obturador vuelve a 0.

[0027] Durante o tras el reinicio, una fuente láser emite un pulso láser 304 (diagrama a de la figura 3a) con una duración de pulso t_p 304a. Simultáneamente al reinicio del píxel, el obturador de píxel 252 se cierra, tal como se describe en la figura 2, durante una duración 314 correspondiente al menos a la duración del pulso láser 304. Esto se ilustra en el diagrama c. Durante la primera ventana temporal 314, en función de la porción de luz parásita detectada y el pulso láser reflejado detectado, se descarga la capacitancia de muestreo 254 y, con ello, se reduce la tensión U_1 a través de la capacitancia de muestreo 254, como se muestra en el diagrama d. El pulso láser 304 reflejado por un objeto (diagrama b de la figura 3a) con su amplitud de pulso 304a necesita un determinado tiempo de recorrido hasta el objeto y de vuelta desde el objeto al sensor. Por tanto, el pulso láser reflejado 312 se desplaza hacia la derecha el tiempo de recorrido $t_{recorrido}$ 303 en el eje temporal 301 en relación con la ventana de pulso 304. Como se muestra en los diagramas c y d, el píxel solo detecta porciones de luz parásita durante el tiempo de recorrido $t_{recorrido}$ 303 del pulso láser, lo cual tiene como resultado una señal de tensión $U_{1,parásita}$ 320 en la capacitancia de muestreo 254. En un segundo periodo $t_p - t_{recorrido}$ de la ventana de integración 314, el resultado es una tensión superpuesta U_1 que incluye tanto la porción de luz parásita como la porción de luz láser reflejada por el

objeto. La segunda parte temporal de la ventana de integración 314 (con $t_{int} \geq t_p$) corresponde al periodo de solapamiento del pulso láser reflejado 312 con la primera ventana de integración del obturador de píxel 314. Esto significa que, en este ejemplo, se corresponde con una duración $t_p - t_{recorrido}$, que incluye, además de las porciones de luz parásita o luz de fondo, la reflectancia y la sensibilidad, también la información de la distancia hasta el objeto.

- 5 Como se muestra en el diagrama d, para la tensión U_1 se cumple lo siguiente: $U_1 \sim E_{láser} (t_p - t_{recorrido}) + E_{parásita} t_p$. Mediante el cierre 326 del interruptor selector o de selección 255 (véase la figura 2), la señal de tensión U_1 se transmite al circuito para el muestreo doble (correlacionado) 270. Este circuito para el muestreo doble (correlacionado) y su modo de funcionamiento se explicarán más adelante con mayor detalle.
- 10 **[0028]** Como se ilustra en el diagrama f, mediante otro pulso de reinicio 336, termina un primer sub-ciclo I_A 306 durante el primer ciclo 360 y comienza el segundo sub-ciclo I_B 308, en el que no se emite ningún pulso láser. En este segundo sub-ciclo I_B 308, se realiza la integración durante una duración $t_{int} \geq t_p$, que corresponde al menos a la duración de pulso 304. Para ello, se cierra nuevamente el interruptor de píxel, y una porción de luz parásita 320 sin porciones de reflexión se integra a través del pulso láser o se acumulan cargas en una ventana temporal 315 que
- 15 tiene la duración $t_{int} \geq t_p$. Esto significa que, una vez transcurrido el tiempo de integración, se abre el interruptor de píxel 252, de modo que una tensión $U_{1,parásita}$ 320 correspondiente a la porción de luz de fondo o parásita se aplica a la capacitancia de muestreo 254 (figura 2). La tensión aplicada a la capacitancia de muestreo 254 puede transmitirse entonces al circuito para el muestreo doble (correlacionado) 270 cerrando el interruptor de selección 255. A través de ello, finaliza el primer ciclo I 360, formado por el primer sub-ciclo I_A 306 y el segundo sub-ciclo I_B 308. Para poder
- 20 realizar una correcta corrección en relación con la reflectancia y la atenuación debida a la distancia del pulso láser para la medición de la distancia, sigue entonces un segundo ciclo II 370, que también se divide en dos sub-ciclos II_A 307 y II_B 311. El segundo ciclo II 370 puede comprender nuevamente, por ejemplo, un periodo de 20 a 2.000 nanosegundos. De forma análoga a la descripción del primer ciclo I 360, en respuesta a una señal de reinicio, el píxel con la capacitancia de muestreo 254 se polariza a una tensión de referencia definida. Por ejemplo, como se
- 25 ilustra en la figura 3a, también un segundo pulso láser 305 con la duración de pulso láser 304a t_p puede emitirse de forma simultánea a la segunda ventana temporal 316 para integrar la señal del fotodiodo. La segunda ventana temporal 316 tiene una duración t_s o t_{int2} 316a, que es mayor que la amplitud de pulso o la duración 304a (t_p) del pulso láser 304. Como se ilustra en el diagrama b de la figura 3, de forma análoga al primer ciclo 360, el pulso láser reflejado 312 incidirá en el sensor de píxel con su amplitud de pulso t_p desfasada el tiempo de recorrido $t_{recorrido}$.
- 30 Como se ilustra en el diagrama c de la figura 3, en el segundo ciclo II 370, la segunda ventana temporal de integración 316 tiene una duración t_s 316a que es mayor que la duración t_p del pulso láser. Por este motivo, la señal del fotodiodo se integra para todo el pulso láser t_p y la correspondiente porción de luz parásita. Esto se ilustra en la curva de tensión 322 del diagrama d. Una tensión U_2 se aplica a la capacitancia de muestreo 254, para la cual se cumple lo siguiente: $U_2 \sim (E_{láser} t_p + E_{parásita} t_s)$. Por tanto, la tensión U_2 incluye tanto porciones de luz parásita como
- 35 también la potencia del pulso láser reflejado totalmente integrada. La tensión U_2 aplicada a la capacitancia de muestreo 254 tras abrir el obturador o cerrar la ventana temporal 316 puede transmitirse entonces al circuito para el muestreo doble (correlacionado) 270 nuevamente cerrando 330 el interruptor de selección 254. Con ello finaliza el primer sub-ciclo II_A 307 del segundo ciclo II 370. Al reiniciar 340 el fotodiodo mediante el cierre de un interruptor de reinicio 227 (figura 2), el píxel y, unido a este, la capacitancia de capa de barrera puede ajustarse nuevamente a un
- 40 valor inicial predefinido. El reinicio 340 del píxel con el interruptor 227 puede realizarse nuevamente de forma simultánea con el cierre del interruptor obturador 252. El tiempo de integración de la ventana temporal 316 comienza nuevamente cuando el reinicio está a 0, es decir, el interruptor de reinicio 227 está abierto, y se detiene cuando tras ello la señal de obturador está a 0, es decir, el interruptor 252 está abierto nuevamente. En el segundo sub-ciclo II_B 311 del segundo ciclo II tampoco se emite ningún pulso láser. Sin embargo, nuevamente, se realiza la integración
- 45 durante un segundo periodo 317 con una duración t_s 316a, que viene dada por la apertura del interruptor de reinicio 227 y el periodo en el que el interruptor obturador 252 está cerrado. Con ello, la porción de luz parásita o luz de fondo en la señal U_2 se integra en una ventana temporal idéntica al primer sub-ciclo 308, pero sin pulso láser reflejado. Esto significa que la tensión $U_{2, parásita}$ 324 aplicada a la capacitancia de muestreo 254 incluye o se corresponde con únicamente la porción de luz parásita de la tensión o carga acumulada en la capacitancia.
- 50 Entonces, tras la apertura del obturador de píxel 252 o el cierre de la ventana temporal 317, puede transferirse la señal de tensión $U_{2, parásita}$ 324 al circuito para el muestreo doble (correlacionado) 270, por ejemplo, nuevamente por medio del control 332 del interruptor de selección 255 (figura 2). También es posible una transferencia continua de la señal de tensión durante el tiempo de integración t_{int} al circuito para el muestreo doble (correlacionado).
- 55 **[0029]** Como se muestra en la figura 2, el circuito para el muestreo doble (correlacionado) (*CDS, correlated double sampling*) comprende un amplificador operacional 280, pudiendo conectarse la salida 280a del amplificador operacional a la entrada «no inversora» 280b del amplificador operacional 280 a través de un interruptor de reinicio 282. La entrada «inversora» 280c del amplificador operacional 280 puede estar a un potencial de desfase 275. El circuito de muestreo doble correlacionado 270 puede conectarse, a través del interruptor de selección 255, a la

capacitancia de muestreo C_S 254, que puede estar conectada a masa 133 en un terminal, y al amplificador separador 264. El amplificador separador 264 puede tener, por ejemplo, una amplificación de 1.

[0030] Asimismo, el circuito para el muestreo doble (correlacionado) 270 presenta una capacitancia de muestreo C_{Cl} 274 y una capacitancia de retención C_H 276, que está conectada a masa 133 en un terminal. La capacitancia de muestreo C_{Cl} 274 está conectada, en un terminal, con C_H y, en el otro terminal, con la entrada «no inversora» 280b del amplificador operacional y con un capacitor de retroalimentación C_F 284. El capacitor de retroalimentación 284 puede conectarse con la salida 280a del amplificador operacional a través de un interruptor de retroalimentación Φ_2 288 o con un potencial de referencia 275 a través de un interruptor de potencial de referencia Φ_5 290. Entonces, puede aplicarse una tensión de salida del circuito de muestreo doble correlacionado 270 a la salida 299.

[0031] El principio funcional del circuito para el muestreo doble (correlacionado) 270 se basa en el hecho de que una diferencia de tensión que se aplica a la salida 299 puede formarse entre dos valores de tensión, a saber, un primer valor de tensión V_1 y un segundo valor de tensión V_2 . El primer valor de tensión V_1 puede ser, por ejemplo, el valor de tensión de reinicio 275, y el segundo valor de tensión V_2 puede ser, por ejemplo, un valor de tensión de señal. El primer valor de tensión V_1 y el segundo valor de tensión V_2 se muestrean en dos momentos consecutivos desfasados una fase temporal. Con ello, primero se almacena temporalmente un valor de tensión en la capacitancia de muestreo 254, 274, de modo que, en una segunda fase temporal, pueda formarse una señal diferencial o una tensión diferencial entre las dos señales de tensión en la capacitancia de retroalimentación 284, que está al valor de tensión de reinicio 275. Con ello, se suprime un desfase eventualmente existente y un ruido de baja frecuencia que pueden producirse debido al amplificador 280, al amplificador separador precedente, al circuito de muestreo y retención 250 o al elemento de píxel 125a, y que pueden repercutir en los dos valores de tensión (el primer valor de tensión V_1 y el segundo valor de tensión V_2). Asimismo, el circuito de muestreo doble correlacionado 270 permite una supresión de ruido de baja frecuencia en comparación con la frecuencia CDS.

[0032] A continuación, se explicará de forma más detallada el modo de funcionamiento del circuito de muestreo doble correlacionado 270. En una primera fase, en la que el interruptor 282 Φ_3 está cerrado, la entrada 280b y la salida 280a del amplificador operacional 280 están cortocircuitadas mediante el interruptor 282. El interruptor Φ_5 290 está abierto y solo se cierra antes de las fases de integración 306, 308, 307 y 311 (figura 3a) o antes de todas las exposiciones múltiples para polarizar una vez a una tensión de referencia 275. El interruptor Φ_2 288 está abierto, es decir, está en un estado no conductor. Durante esta fase, el capacitor de retroalimentación 284 se carga hasta una tensión de desfase del amplificador operacional 280. La capacitancia de muestreo 274 y la capacitancia de retención 276 se cargan hasta una tensión diferencial que, tras cerrar el transistor de selección 255, se aplica al circuito CDS 270 y se corresponde con la tensión de referencia 275 menos la tensión de desfase del amplificador operacional. Esta primera fase temporal se corresponde con el primer sub-ciclo 306 de la figura 3a. Durante una segunda fase, el interruptor 288 Φ_2 está cerrado y el interruptor Φ_3 282 está abierto. Con ello, el amplificador operacional 280 se conmuta a su amplificación de retroalimentación. Tras el segundo sub-ciclo 308, la tensión 320 $U_{1, \text{parásita}}$ se aplica a la entrada del circuito de muestreo doble correlacionado 270, y la diferencia de las tensiones $U_{1, \text{láser, parásita}} - U_{1, \text{parásita}}$ más una tensión de referencia 275 se aplica a la salida 280a del amplificador operacional. De forma análoga, en tiempos sucesivos, la tensión diferencial $U_{2, \text{dif}} = U_{2, \text{láser, parásita}} - U_{2, \text{parásita}}$ más la tensión de referencia 275 se proporciona a la salida 299 del circuito de muestreo doble correlacionado 270.

[0033] Para obtener el valor de distancia puro, en los métodos empleados hasta el momento se realizaban sucesivamente dos ciclos de mediciones 360, 370 que diferían, por ejemplo, en la duración de una señal de obturador t_{int} , es decir, por ejemplo, t_p o t_s . En un primer ciclo de medición, la duración de obturación o la ventana temporal para la integración es más larga o igual que la duración del pulso láser y, al mismo tiempo, se solapa parcialmente con el pulso láser reflejado. Con ello, aparte de la porción de luz de fondo o la porción de luz parásita, la porción de corriente de fuga del fotodiodo y la reflectancia, también se detecta la información de distancia incluida en la tensión U_1 . Cada ciclo se divide nuevamente en un sub-ciclo I_a 306 e I_b 308. En el primer sub-ciclo 306, la fuente láser está activada, de modo que la tensión $U_{1, \text{láser, parásita}}$ aplicada a la salida del píxel puede describirse mediante la siguiente ecuación 1:

$$U_{1, \text{láser, parásita}} = R \cdot r [E_{\text{láser}} \cdot (t_{\text{int}} - t_{\text{recorrido}}) + E_{\text{parásita}} \cdot t_{\text{int}}] \quad (1)$$

55

[0034] En la ecuación 1, R corresponde a la sensibilidad del fotodiodo, r corresponde a la reflectancia del objeto expuesto, $E_{\text{láser}}$ corresponde a la potencia / intensidad de radiación del pulso láser, $E_{\text{parásita}}$ corresponde a la intensidad de radiación / potencia de luz parásita y t_{int} corresponde al tiempo de integración t_{int} , que, en este ejemplo, equivale a la duración del pulso láser t_p , y $t_{\text{recorrido}}$ corresponde al tiempo de recorrido del pulso láser. En general se

cumple $t_{int} \geq t_p$.

[0035] La ecuación 1 incluye una parte dependiente del tiempo de recorrido y una parte dependiente de la luz parásita. En el sub-ciclo 308, se repite la medición, pero sin pulso de luz láser. Se cumple lo siguiente:

5

$$U_{1, \text{parásita}} = R \cdot r \cdot E_{\text{parásita}} \cdot t_{int} \quad (2)$$

[0036] En la ecuación 2, $U_{1, \text{parásita}}$ incluye solamente la porción de luz de fondo o luz parásita.

10 **[0037]** En la tecnología CMOS, es posible sustraer señales analógicas directamente en el chip del sensor de imagen con una precisión muy elevada, y esto normalmente se lleva a cabo en un circuito denominado «circuito para el muestreo doble correlacionado» (etapa CDS, *correlated double sampling*), tal como se ha descrito anteriormente. La sustracción de las dos tensiones con la ayuda de la etapa CDS mencionada anteriormente proporciona lo siguiente:

15

$$U_{1, \text{dif}} = U_{1, \text{láser, parásita}} - U_{1, \text{parásita}} = R \cdot r \cdot E_{\text{láser}} (t_{int} - t_{\text{recorrido}}) \quad (3)$$

[0038] Dado que las mediciones en los sub-ciclos 306 y 308 son muy cercanas entre sí en el tiempo, las porciones de luz parásita están correlacionadas prácticamente al 100%, motivo por el cual la ecuación 3 se cumple de la forma mostrada. No obstante, la ecuación 3 también incluye la reflectancia r , que puede variar significativamente de un punto de imagen a otro —en el caso extremo, hasta un factor 1:40 para la reflexión— y la sensibilidad R del fotodiodo, que también puede variar de un píxel a otro por razones de fabricación. Estos parámetros pueden compensarse ahora en el segundo ciclo de medición 370. Sin embargo, previamente se almacena el valor diferencial $U_{1, \text{dif}}$ en el sistema de cámaras dado que los píxeles y el circuito CDS se reinician para el siguiente ciclo de medición. El segundo ciclo de medición II 370 siguiente es idéntico al ciclo de medición I 360 salvo por la duración de la señal de obturador. La segunda ventana temporal del obturador 316 tiene ahora una duración t_s 316a significativamente más larga que la duración del pulso láser t_p , de modo que la forma total del pulso láser reflejado en el píxel se integra durante la segunda ventana temporal. Por este motivo, la señal de tensión U_2 no contiene información sobre la distancia d al objeto que se está midiendo. Dicha información se obtiene «recortando» el pulso láser recibido, tal como hemos descrito en relación con el primer ciclo. Para el sub-ciclo de medición II_A 308 del segundo ciclo 370, se cumple la siguiente ecuación:

20

25

30

$$U_{2, \text{láser, parásita}} = R \cdot r (E_{\text{láser}} \cdot t_{int} + E_{\text{parásita}} \cdot t_s) \quad (4)$$

35 **[0039]** Al igual que en el ciclo I_A 306, se captura una porción de luz láser y una porción de luz de fondo o luz parásita. El segundo sub-ciclo II_B 311 proporciona nuevamente la porción de luz parásita $U_{2, \text{parásita}}$ necesaria para la compensación:

40

$$U_{2, \text{parásita}} = R \cdot r \cdot E_{\text{parásita}} \cdot t_s \quad (5)$$

[0040] En una sustracción de tensión subsiguiente que se realiza en el circuito de muestreo doble correlacionado (etapa CDS) 270 de forma análoga a lo descrito en relación con el primer ciclo, resulta la siguiente ecuación para la tensión $U_{2, \text{dif}}$:

45

$$U_{2, \text{dif}} = R \cdot r \cdot E_{\text{láser}} \cdot t_{int} \quad (6)$$

[0041] En el sistema de cámaras (no mostrado en las figuras), puede calcularse el cociente entre la ecuación 3 y la ecuación 6. Se cumple entonces lo siguiente:

50

$$\frac{U_{1, \text{dif}}}{U_{2, \text{dif}}} = \frac{(t_{int} - t_{\text{recorrido}})}{t_{int}} \quad (7)$$

[0042] Con la relación para el tiempo de recorrido $t_{\text{recorrido}} = 2d/C_{\text{luz}}$ y suponiendo que se conoce la fuente de pulsos láser, el sensor de imagen CMOS, la distancia o posición espacial de la fuente de pulsos láser y el sensor de imagen y pueden compensarse de forma computacional, se cumple lo siguiente para la distancia $d_{x, y}$ de un píxel (x, y) en una disposición de píxeles de x por y píxeles respecto a su punto de objeto correspondiente en la escena:

55

$$d_{x,y} = \frac{c_{luz}}{2} \cdot t_{int} \left(\left(1 - \frac{U_{1,dif}}{U_{2,dif}} \right)_{x,y} \right) \quad (8)$$

[0043] En la práctica, la sensibilidad y, con ello, la resolución de la distancia puede incrementarse ejecutando varias veces seguidas cada uno de los ciclos I 360 y II 370, añadiendo las diferencias $U_{1,dif}$ y $U_{2,dif}$ al circuito para el muestreo doble (correlacionado) y almacenándolas en una memoria analógica en el chip. Con ello, en N ciclos de repetición del ciclo I, la resolución de distancia Δd mejora el factor raíz (N). No obstante, para explicar las especificaciones de la medición es suficiente con considerar un único ciclo. Aparte de la porción de luz parásita y la reflectancia, la especificación de medición descrita en el presente documento compensa de forma eficaz las porciones de corriente oscura y porciones de ruido de baja frecuencia que se originan por el sensor CMOS dado que estas se correlacionan en gran medida con la fuente de pulsos láser debido a que la medición se realiza inmediatamente tras la exposición. La gran desventaja de los métodos de medición convencionales aquí descritos es el tiempo de recuperación del láser que tiene que dejarse entre los ciclos I y II. Asimismo, para el método estándar para la medición de distancias que se describe aquí a modo de explicación, se necesita en cada caso un pulso láser o pulso de radiación tanto en el primer ciclo I 360 como en el segundo ciclo II 370. La corrección de reflectancia en serie requiere pulsar la fuente láser dos veces, lo cual significa duplicar innecesariamente la energía láser, y esto, en ciertos casos de aplicación (inspección exterior de automóviles), puede entrar en conflicto con los requisitos relativos a la seguridad ocular.

[0044] En la figura 4 se ilustra un distanciómetro óptico 400 según un ejemplo de realización de la presente invención. El distanciómetro óptico 400 presenta una fuente de radiación pulsada 110 que está configurada para transmitir, en un periodo de pulsos de radiación temporalmente continuo, un pulso de radiación con una duración de pulso t_p menor que el periodo de pulsos de radiación, y no transmitir ningún pulso de radiación en un periodo oscuro temporalmente continuo. Asimismo, el distanciómetro óptico 400 presenta un dispositivo de detección 420 para detectar diferentes cantidades de radiación en dos periodos de detección que se solapan, durante el periodo de pulsos de radiación, para captar reflexiones del pulso de radiación en la superficie de un objeto y radiación de fondo y/o, en dos periodos de detección que se solapan durante el periodo oscuro, captar radiación de fondo. Además, el distanciómetro óptico 400 presenta un dispositivo de valoración 470 que, basándose en las cantidades de radiación detectadas, calcula una señal dependiente de una distancia del distanciómetro óptico respecto a un objeto 105. Un receptor 425 puede presentar uno o varios dispositivos de detección 420 y dispositivos de valoración 470.

[0045] La fuente de radiación pulsada puede ser, por ejemplo, un láser pulsado que emite un pulso de radiación en el rango espectral ultravioleta (UV), visible o infrarrojo (IR). El pulso de radiación emitido también puede ser un pulso de radiación modulado. En dicho caso, se irradiará luz modulada a un objeto cuya distancia ha de calcularse, siendo demodulada la señal recibida por el píxel en el lado del receptor de modo que la diferencia de fase entre la señal emitida y la señal reflejada proporcione la información sobre la distancia respecto al objeto.

[0046] El dispositivo de detección 420 puede estar configurado, por ejemplo, de modo que los dos periodos de detección que se solapan durante el periodo de pulsos de radiación comiencen de forma sincrónica con el pulso de radiación de la fuente de radiación pulsada, correspondiéndose un primer periodo de detección que tiene una duración t_{int1} , por ejemplo, con la duración de pulso t_p , y presentando un segundo periodo de detección una duración t_{int2} mayor que la duración de pulso de radiación t_p , y/o de modo que los dos periodos de detección que se solapan durante el periodo oscuro comiencen, sincronizados entre sí, tras la finalización del periodo de pulsos de radiación, correspondiéndose un tercer periodo de detección, por ejemplo, con la duración de pulso t_p y presentando un cuarto periodo de detección una duración t_{int2} mayor que la duración de pulso t_p .

[0047] En otro ejemplo de realización, el dispositivo de detección 420 puede estar configurado de modo que los dos periodos de detección que se solapan para detectar las reflexiones del pulso de radiación definen el periodo de pulsos de radiación y los periodos de detección comienzan, sincronizados en fase y temporalmente desfasados con respecto al pulso de radiación de la fuente de radiación pulsada. El primer periodo de detección puede ser menor, mayor o igual que t_p ($t_{int1} \geq t_p$). El segundo periodo de detección puede tener una duración t_{int2} mayor que la duración de pulso de radiación t_p ($t_{int2} > t_p$). Los dos periodos de detección que se solapan durante el periodo oscuro pueden comenzar de forma sincrónica o sincronizados en fase entre sí, pudiendo tener un primer periodo de detección del periodo oscuro una duración t_{int3} y pudiendo tener un segundo periodo de detección del periodo oscuro una duración t_{int4} . Las duraciones del primer y el segundo periodo de detección en el periodo oscuro pueden ser

diferentes. En los ejemplos de realización, la duración del primer y el segundo periodo de detección del periodo oscuro pueden corresponderse con la duración del primer y el segundo periodo de detección del periodo de pulsos de radiación. El periodo oscuro puede ser antes o después de un periodo de pulsos de radiación. Los periodos de detección también se denominan «ventanas de integración» con un tiempo de integración u «obturador» o «señal de obturador» con un tiempo de obturador o integración correspondiente.

5 [0048] En ejemplos de realización, el dispositivo de detección 420 puede presentar adicionalmente un sensor óptico para detectar diferentes cantidades de radiación que proporcionan una señal, por ejemplo, una señal eléctrica, basándose en una carga o tensión, que después puede ser detectada en los periodos de detección que se solapan.

10 [0049] En otros ejemplos de realización de la presente invención, el dispositivo de valoración 470 del distanciómetro óptico 400 puede estar configurado, por ejemplo, de modo que la señal que el medio de valoración 470 debe calcular son señales diferenciales. El dispositivo de valoración puede generar estas señales diferenciales mediante la sustracción de señales almacenadas temporalmente en el dispositivo de valoración 470. Dichas señales almacenadas temporalmente dependen de las diferentes cantidades de radiación detectadas por el dispositivo de detección 420 en dos periodos de detección que se solapan durante el periodo de pulsos de radiación y el periodo oscuro. Expresado de otra manera, el dispositivo de valoración 470 está configurado de modo que se forman señales diferenciales por sustracción de las dos señales detectadas en los dos periodos de detección que se solapan en el periodo de pulsos de radiación y el periodo oscuro, las cuales tienen una dependencia definida de la cantidad de radiación detectada por el dispositivo de detección.

15 [0050] La figura 5 ilustra, en otro ejemplo de realización, un dispositivo de detección 420 y un dispositivo de valoración 470 en forma de un esquema de circuito. En un ejemplo de realización, el dispositivo de detección 420 presenta un elemento de píxel 125a y un circuito de muestreo y retención 550. El elemento de píxel 125a presenta un fotodiodo 130 y una capacitancia de capa de barrera 132 del fotodiodo dispuesta en paralelo, estando conectados el ánodo del fotodiodo y un terminal de la capacitancia de capa de barrera 132 con un potencial a masa 133. El fotodiodo y la capacitancia de capa de barrera pueden acoplarse a una tensión de reinicio V_{reinicio} 229 a través de un interruptor de reinicio 227. Como puede observarse en la figura 5, el cátodo y el segundo terminal de la capacitancia de capa de barrera están conectados a un amplificador separador 134. La salida del amplificador separador 134, que puede ser, por ejemplo, un seguidor de tensión (seguidor de fuente) con una amplificación de 1, está conectada a un circuito de muestreo y retención 550 montado en paralelo. El circuito de muestreo y retención (*Sample and Hold*) 550 tiene una capacitancia de muestreo 254a y 254b en cada uno de dos ramales paralelos, estando conectado en cada caso un terminal de las capacitancias de muestreo 254a y 254b con un potencial a masa 133 y estando conectado el otro terminal correspondiente de las capacitancias de muestreo en cada caso a la salida del amplificador separador 134 en cada ramal paralelo a través de un interruptor 252a y 252b en cada caso. Asimismo, las capacitancias de muestreo 254a y 254b están conectadas a un interruptor 560a y 560b adicional a través de un nodo de circuito 253a o 253b y a través de una puerta lógica Y. En el ejemplo de realización, los interruptores 560a y 560b pueden controlarse mediante una lógica de control 562a, 562b. En este ejemplo de realización, la apertura y el cierre de los interruptores 562a y 562b depende de una señal de selección y la señal Φ_{1a} o Φ_{1b} . Las capacitancias de muestreo y retención 254a y 254b pueden conectarse, a través de los interruptores 560a y 560b, a un amplificador separador 264 adicional y, a través de este, al interruptor de selección 255 y, con ello, a la salida del circuito de muestreo y retención 250.

20 [0051] Asimismo, la figura 5 muestra una línea de lectura 568, a través de la cual, en ejemplos de realización de la presente invención, elementos de píxel o dispositivos de detección 420 —dispuestos, por ejemplo, en filas y columnas— pueden conectarse al dispositivo de valoración 470 situado corriente abajo con el correspondiente control por medio de una lógica de control.

25 [0052] El dispositivo de valoración 470 puede presentar, por ejemplo, un amplificador operacional 280, pudiendo conectarse una «entrada inversora» 280b del amplificador operacional 280 a la salida 280a del amplificador operacional a través de un interruptor 282 que puede controlarse con una señal Φ_3 . La entrada no-inversora 280c del amplificador operacional 280 puede estar a un potencial de referencia 275. Una primera 274a y una segunda 274b capacitancia de muestreo del dispositivo de valoración 470 conectadas en paralelo se conectan a la entrada del dispositivo de valoración 470 a través de un primer 572a y un segundo 572b interruptor de muestreo. El primer 572a y el segundo 572b interruptor de muestreo pueden abrirse o cerrarse en cada caso en respuesta a una señal Φ_{1a} o Φ_{1b} . Las dos capacitancias de muestreo 274a y 274b están conectadas, con su otro terminal, a un nodo 575 que proporciona, por una parte, una conexión eléctrica a la entrada «inversora» 280b del amplificador operacional 280 y, por otra parte, una conexión eléctrica a dos capacitancias de retroalimentación C_{F1} 284a y C_{F2}

284b conectadas en paralelo. Adicionalmente, el nodo 575 puede acoplarse a la salida 280a del amplificador operacional a través del interruptor 282. Las dos capacitancias de retroalimentación 284a y 284b están conectadas a la entrada 280a del amplificador operacional 280 a través de los interruptores amplificadores 288a y 288b. Además, las dos capacitancias de retroalimentación 284a y 284b conectadas en paralelo están conectadas eléctricamente a un potencial de referencia 275 a través de un interruptor de tensión de referencia 290a y 290b en cada caso. Los interruptores de tensión de referencia 290a y 290b pueden cerrarse o abrirse en respuesta a una señal Φ_5 . Los dos interruptores amplificadores 288a y 288b pueden abrirse o cerrarse en respuesta a una señal Φ_{2a} o Φ_{2b} . La salida 280a del amplificador operacional está conectada a la salida 299 del dispositivo de valoración, pudiendo corresponder al mismo tiempo la salida 299 del dispositivo de valoración 299 a una salida del distanciómetro óptico según la invención o el dispositivo según la invención. En esta salida, el resultado de la valoración o parte del resultado de la valoración puede emitirse en forma de una tensión U_{salida} o puede transmitirse para su tratamiento ulterior. Esta puede ser, por ejemplo, una señal de tensión diferencial.

[0053] En otro ejemplo de realización de la presente invención, el dispositivo o el distanciómetro óptico puede presentar, tal como se muestra en la figura 5, una lógica de control 580 que puede estar configurada de modo que los obturadores e interruptores 227, 252a, 252b, 560a, 560b, 255, 572a, 572b, 282, 288a, 288b, 290a, 290b antes mencionados se controlen de tal modo que se posibilite el funcionamiento del dispositivo de detección y el dispositivo de valoración tal como se ha descrito en los ejemplos de realización de la presente invención.

[0054] El modo de funcionamiento del ejemplo de realización anterior de la figura 5 se ilustra en el diagrama de circuito temporal esquemático de la figura 6. En los diagramas de circuito a - n de la figura 6, el tiempo t se representa en el eje x en unidades arbitrarias y, en los ejes y de los diagramas a - n se muestran pulsos de señal, pulsos de luz, tensiones o estados de conmutación en unidades arbitrarias. En esta descripción del modo de funcionamiento del circuito de la figura 5, se parte de que el dispositivo de detección 420 o el dispositivo según la invención puede disponerse en una matriz de filas y columnas, pudiendo estar asociado un dispositivo de valoración 470 a cada columna y el dispositivo de detección 420 puede leerse o valorarse fila a fila por estos dispositivos de valoración 470 asociados columna a columna. Más adelante, en conexión con la figura 7, se proporciona un ejemplo de realización relativo a la disposición global.

[0055] En respuesta a una señal de reinicio 334, se aplica una tensión de reinicio $V_{reinicio}$ 229 definida a todos los píxeles 125a, de modo que sus fotodiodos se ajustan a una tensión definida. Una vez que todos los píxeles se han reiniciado a un estado predefinido, el obturador 252a y 252b (figura 5) se cierra con un acoplamiento conocido temporalmente, es decir, de forma simultánea, tal como se ilustra en este ejemplo de realización, con la emisión de un pulso láser 304 con una duración de pulso 304a (diagrama b). El cierre del obturador 252a, es decir, la conexión eléctrica del elemento de píxel con el circuito de muestreo y retención 550 para el primer obturador 252a (figura 5), puede realizarse para un primer periodo 304a correspondiente a la amplitud de pulso t_p del pulso láser 304. Por tanto, el tiempo de integración t_{int1} para esta primera ventana temporal 314 o el primer periodo de detección puede corresponder con la duración de pulso t_p del pulso láser 304 emitido. No obstante, en general, se cumple $t_{int1} \geq t_p$. La segunda ventana temporal 316 del segundo obturador 252b cerrado simultáneamente al primer obturador 252a tiene una duración t_{int2} 316a, en el presente ejemplo de realización, que es mayor que el primer periodo de detección 314 de duración t_{int1} 304a.

[0056] Como puede observarse en los diagramas f y g de la figura 6, tras abrir las ventanas temporales 314 o 316 y, por tanto, tras conectar eléctricamente el elemento de píxel 125a a las capacitancias de muestreo 254a o 254b del circuito de muestreo y retención 550, se forman las tensiones U_1 318 o U_2 322 en las dos capacitancias de muestreo. Dado que el primer periodo de detección 314 puede corresponderse con la duración del pulso láser y, por tanto, es más corto que el segundo periodo de detección 316, la capacitancia de muestreo 254a presenta, tras el cierre de la ventana temporal 314 o la apertura del interruptor 252a, una tensión U_1 diferente de la tensión U_2 aplicada a la segunda capacitancia de muestreo 254b conectada en paralelo tras cerrar la segunda ventana temporal 316. Dado que el pulso láser 310 reflejado en un objeto incide en el elemento de píxel 125a con la duración de pulso 304a retardada el tiempo de recorrido 303, la tensión U_1 318 aplicada a la capacitancia de muestreo 254a tras cerrar la primera ventana temporal 304 contiene información sobre la separación o distancia al objeto. Asimismo, la tensión U_1 318 incluye porciones de luz de fondo o luz parásita, así como información sobre la reflectancia r y sensibilidad R del fotodiodo. Para la tensión U_1 , se cumple la relación que se muestra en la ecuación (1). Dado que la segunda ventana temporal 316 tiene una duración t_{int2} que es mayor que la amplitud de pulso t_p , es decir, por ejemplo, mayor que la duración de pulso t_p y el tiempo de recorrido 303 $t_{recorrido}$, la segunda tensión U_2 incluye información sobre todo el pulso láser 310 reflejado en el objeto. Dado que se ha integrado o detectado todo el pulso láser reflejado, la tensión U_2 ya no incluye información sobre la separación o distancia respecto al objeto. No obstante, la segunda tensión U_2 aplicada a la segunda capacitancia de muestreo 254b incluye información sobre la

reflectancia r o la sensibilidad R del píxel. Asimismo, incluye información sobre la señal de fondo o la porción de luz parásita 324.

[0057] Expresado de otra manera, gracias a la configuración en paralelo del circuito de muestreo y retención 5 550 y un control correspondiente de las diferentes ventanas temporales 314 y 316 que se solapan, los dos sub-ciclos I_A 306 y II_A 307 de la figura 3 pueden captarse en paralelo, es decir, con un único pulso láser.

[0058] En los diagramas $h - n$ de la figura 6, se explica el modo de funcionamiento de los distintos interruptores del circuito ilustrado en la figura 5 durante la medición de la distancia. Antes del ciclo de acumulación 10 total, los interruptores 290a y 290b se cierran una vez con la ayuda de la señal de control Φ_5 para cargar las capacitancias de retroalimentación 284a y 284b a una tensión de referencia 275. Los interruptores 290a y 290b se abren nuevamente antes del reinicio sincrónico 334 para todos los píxeles del dispositivo de detección 420. Tras detectar el pulso láser reflejado en los dos periodos de detección 314 y 316 que se solapan, se cierra el interruptor de selección 255 (figura 5) (diagrama h), lo cual hace que se establezca una conexión entre el dispositivo de 15 detección 420 y el dispositivo de valoración 470. En una fase A, la señal de control Φ_{1a} está ajustada a 1 lógico junto con la señal de selección, de modo que el interruptor 560a está cerrado. El interruptor 572a en el dispositivo de valoración 470 también se cierra a través de la señal de control Φ_{1a} , de modo que se forma una conexión conductora entre la primera capacitancia de muestreo 254a en el circuito de muestreo y retención 550 y la primera capacitancia de muestreo 274a en el dispositivo de valoración 470. En la fase A, el interruptor 282 se cierra por la señal de control 20 Φ_3 . Con ello, por una parte, se cortocircuita el amplificador operacional 280 y, por otra parte, las capacitancias de retroalimentación 284a y 284b se cargan a una tensión de desfase del amplificador operacional. En esta fase, el capacitor de muestreo 274a se carga a una tensión diferencial entre la tensión de entrada U_1 318 y la tensión de referencia 275 del amplificador operacional 280, menos una tensión de desfase del amplificador operacional.

25 **[0059]** De forma análoga, durante una segunda fase B, al abrir los interruptores 560a y 572a y cerrar los interruptores 560b y 572b en respuesta a una señal de control Φ_3 y Φ_{1b} , la segunda capacitancia de muestreo 274b se ajusta a una tensión diferencial dada por la tensión de entrada U_2 322 menos la tensión de referencia 275 menos la tensión de desfase del amplificador operacional 280. En una tercera fase C, se abre nuevamente el interruptor 282 en respuesta a la señal de control Φ_3 , es decir, se interrumpe una conexión conductora. En esta fase, los 30 interruptores 560a y 57a también se cierran mediante la señal de control Φ_{1a} , y la capacitancia de retroalimentación 284a se acopla al amplificador operacional 280 mediante el cierre del interruptor 288a en respuesta a una señal de control Φ_{2a} .

[0060] En esta fase, una primera fila de píxeles se ajusta a un estado inicial definido por medio de una señal 35 de reinicio 338 para detectar las señales de fondo en el periodo oscuro subsiguiente. Al aplicar el pulso de reinicio 338, se termina simultáneamente el periodo de pulsos de radiación, que, en este ejemplo de realización, comienza con el inicio de la integración en las ventanas de integración 314 y 316 y en el que puede captarse tanto la distancia como la reflectancia y la señal de fondo con un único pulso láser 304. En este ejemplo de realización, el inicio del pulso láser coincide con el inicio de la integración, no obstante, en general, el momento de inicio del pulso láser 40 puede ser diferente del momento de inicio de la integración. En el periodo oscuro subsiguiente, se realiza un cierre simultáneo del obturador 252a para un primer periodo de detección 315 del periodo oscuro que tiene una duración t_{int3} 304a y un cierre del segundo obturador 252b para un segundo periodo de detección del periodo oscuro 317 con una duración t_{int4} 316a. En este ejemplo de realización, la duración t_{int3} se corresponde nuevamente con la duración de pulso t_p del pulso láser en el periodo de pulsos de radiación, y la duración t_{int4} de la ventana temporal 317 se 45 corresponde con la duración 316a de la ventana temporal 316 para integrar todo el pulso láser reflejado. No obstante, en general, la duración de la ventana de integración 314, 315 puede ser diferente de la duración de pulso t_p . Entonces, de forma análoga a lo descrito anteriormente, en las capacitancias de muestreo 254a y 254b se forma una tensión, que, sin embargo, en el periodo oscuro se corresponde solo con la porción de luz de fondo junto con la reflectancia r y la sensibilidad R del fotodiodo en los correspondientes periodos de integración. Expresado de otra 50 manera, durante este periodo oscuro, los sub-ciclos I_B 308 y II_B 310 mencionados en relación con la figura 3 se implementan en paralelo. En este contexto, el periodo de pulsos de radiación continuo, es decir, el periodo en el que se realiza la integración para detectar el pulso de radiación reflejado, puede extenderse hasta el comienzo del periodo oscuro continuo, que sucede seguidamente en el presente ejemplo de realización. El periodo oscuro puede comenzar con la apertura de al menos una de las dos ventanas temporales que se solapan, durante el periodo en el 55 que no se emiten pulsos de radiación, y puede finalizar tras detectar la porción de luz de fondo junto con la reflectancia r y la sensibilidad R del sensor. Expresado de otra manera, el periodo de pulsos de radiación puede comenzar con la apertura de al menos una de las dos ventanas temporales que se solapan para detectar el pulso de radiación reflejado y puede finalizar tras cerrar la última de las dos ventanas temporales que se solapan para detectar todo el pulso láser reflejado.

[0061] Durante la fase C, en el capacitor de muestreo 274a del dispositivo de valoración 470 se forma una tensión $U_{1, \text{parásita}}$ 320 que se corresponde con la señal de fondo durante la ventana temporal 315. En esta fase, la tensión de desfase, que se aplica nuevamente al capacitor de retroalimentación 284a, compensa la tensión de compensación o la tensión de desfase del amplificador operacional 280 y una tensión diferencial entre U_1 y $U_{1, \text{parásita}}$ más una posible tensión de referencia 275 que se aplica a la salida 299 del dispositivo de valoración 470.

[0062] De forma análoga, durante la fase D subsiguiente, se transmite una señal de tensión a la salida 299 del dispositivo de valoración 470 que se corresponde con la diferencia de las tensiones U_2 y $U_{2, \text{parásita}}$ más una tensión de referencia 275. Si la entrada 280c del amplificador operacional 280 está conectada a masa y, por tanto, la tensión de referencia 275 corresponde a masa, entonces para las tensiones diferenciales aplicadas a la salida 299 en las fases C y D resultan las relaciones derivadas de la ecuación 3 o la ecuación 6. Después, estos valores de tensiones diferenciales pueden tratarse ulteriormente, por ejemplo, en un sistema de cámaras, en el chip o en el sensor, es decir, «en chip», de modo que se calcule el cociente entre las dos tensiones diferenciales $U_{1, \text{dif}}$ y $U_{2, \text{dif}}$, y, a partir de este, tal como se ilustra en la ecuación 7 y la ecuación 8, pueda calcularse la distancia de un píxel a un punto correspondiente del objeto.

[0063] Con ello, la valoración en paralelo de todos los elementos de píxel dispuestos en una primera fila se completa columna por columna en los dispositivos de valoración 470 asociados en paralelo, y, cambiando la señal de selección (diagrama h) al final de la fase D, puede leerse una segunda fila de la disposición de píxeles en los dispositivos de valoración 470 asociados. Dado que la señal de reinicio inicial 334 se ha implementado para todos los píxeles de la disposición, los correspondientes valores de tensión $U_{1, \text{fila 2 630}}$ y $U_{2, \text{fila 2 632}}$ para las porciones de fondo, sensibilidad, reflectancia y distancia durante el pulso de radiación están todavía en las capacitancias de muestreo 254a y 254b del dispositivo de detección 420. Estas señales de tensión de los píxeles se tratan ulteriormente en la fila 2 seleccionada nuevamente en las fases E y F de forma análoga a las fases A y B en el dispositivo de valoración 470. Mediante una señal de reinicio de fila 610 para la etapa CDS, se detectan las tensiones $U_{1, \text{parásita, fila 2 635}}$ y $U_{2, \text{parásita, fila 2 637}}$ relativas a la porción de luz de fondo, la reflectancia r y la sensibilidad R en las correspondientes ventanas temporales 612 y 614 en las fases G y H y se tratan ulteriormente tal como se ha descrito anteriormente. Sucesivamente, pueden leerse de forma análoga las restantes filas de la disposición de píxeles.

[0064] En el ejemplo de realización de la presente invención ilustrado en la figura 5, el circuito de muestreo y retención 550 para captar de forma simultánea los componentes de distancia y reflectancia se implementa dos veces. Del mismo modo, las capacitancias de muestreo 274a y 274b y las capacitancias de retroalimentación 284a y 284b del dispositivo de valoración 470 están presentes dos veces. En este ejemplo de realización, los amplificadores intermedios o los amplificadores separadores 134 y 264 están presentes solo una vez en cada caso. En otro ejemplo de realización, estos amplificadores intermedios también pueden estar presentes por duplicado o en paralelo, mientras que las capacitancias de muestreo 274a y 274b también pueden combinarse para formar una capacitancia de muestreo 274.

[0065] A diferencia del dispositivo convencional y el procedimiento ilustrado en relación con las figuras 2 y 3, en los que las señales de obturador para cerrar y abrir las ventanas temporales se aplicaban una tras otra, en el ejemplo de realización mostrado en las figuras 5 y 6, las señales de obturador para las ventanas temporales para integrar una señal formada en función de la luz recibida pueden aplicarse en paralelo. La tensión aplicada en este momento a través del fotodiodo 130 se detecta cuatro veces en todo el ciclo de medición. En primer lugar, por medio del obturador 1 252a, la señal proporcional a la distancia para la señal que corta el pulso láser se almacena en C_{H1} 1254a. Después, tras un tiempo de espera máximo que depende de la profundidad del intervalo de medición, con la ayuda del obturador 2 252b, se almacena en C_{H2} 254b la señal proporcional a la reflectancia y la sensibilidad correspondiente a todo el pulso láser reflejado. Para obtener las diferentes porciones de señal, la corrección de la luz de fondo que se añade y los componentes del error multiplicativo por las reflectancias del objeto se aplican las ecuaciones 1 - 8. La obtención de las señales de distancia y reflectancia ya no se realiza una tras otra sino de forma temporalmente paralela. Las tensiones U_1 318 y U_2 322 incluyen en cada caso una porción de luz parásita aditiva $E_{\text{parásita}}$ y una parte multiplicativa que depende de la reflectancia r del punto de objeto detectado (véanse las ecuaciones 1 y 2). Estas señales analógicas se sustraen una de otra directamente en el chip del sensor de imagen, en el dispositivo de valoración 470, con una precisión muy elevada. Esto puede realizarse en el dispositivo de valoración 470, que es un circuito para el muestreo doble correlacionado (etapa CDS). El ciclo de medición mostrado en la figura 6 incluye la captura de un mapa de profundidad tridimensional completo. Comienza exponiendo simultáneamente todos los píxeles en una fase de medición de distancia. Las tensiones $U_{1, 2}$ se muestran, como representativas de todas las señales de píxel, para un píxel configurado de la matriz de sensores. Tras desactivar o

abrir el obturador 1 252a y el obturador 2 252b, las tensiones proporcionales a la distancia o reflectancia correspondientes a la señal detectada en cada caso se aplican a las capacitancias $C_{H1, H2}$ (254a y 254b). Después, se lleva a cabo la lectura fila a fila de la matriz de píxeles en la capacitancia de acoplamiento o memoria $C_{F1, F2}$ correspondiente en la etapa CDS en la fase de lectura de fila 1, lectura de fila 2, ... hasta la lectura de la fila K en caso de K filas de sensores. En este ejemplo de realización (figura 6), esto se aplica en una disposición paralela de columnas de las etapas CDS dado que aquí todos los valores de una fila K se transmiten simultáneamente a los correspondientes amplificadores de columna asociados. Las señales de temporización $\Phi_{1a, 1b}$ y Φ_3 transmiten las señales proporcionales al láser a las capacitancias de muestreo o columna $C_{S1, S2}$ 274a, 274b en las fases A y B. Después, en las fases C y D, los píxeles de la fila seleccionada en cada caso se reinician por medio del reinicio 338 para obtener las porciones de luz de fondo aditivas tanto de la señal proporcional a la distancia como de la señal proporcional a la reflectancia. En las fases C y D, estas señales se almacenan en las capacitancias de muestreo $C_{S1, S2}$ 274a, 274b. De forma simultánea, al activar las señales de temporización $\Phi_{2a, 2b}$, la diferencia de las tensiones de las fases A y C y B y D se almacena en las capacitancias de muestreo y retención $C_{F1, F2}$ 284a, 284b. Para ello, previamente se ha reiniciado $C_{F1, F2}$ por medio de la señal de temporización Φ_5 . En caso de una acumulación múltiple, el reinicio puede realizarse una vez al comienzo de la secuencia de acumulación en o antes del periodo de pulsos de radiación en la fase de medición de distancia 620. En la secuencia de acumulación subsiguiente, ya no se realiza ningún reinicio. En la figura 6, se muestra el caso para una acumulación simple, pero el procedimiento de obturador doble presentado también es adecuado, sin limitaciones, para acumulación múltiple. Dado que la medición en el procedimiento según la invención o el dispositivo según la invención se realiza de forma simultánea también para los valores de reflectancia, las porciones de luz parásita debidas a luz de fondo están correlacionadas prácticamente al 100%, y las porciones debidas a la reflectancia, aproximadamente al 100%. Estas tensiones proporcionales a la reflectancia r pueden leerse en serie en el proceso ulterior y el cociente de las tensiones $U_{1, dif}$ y $U_{2, dif}$ puede calcularse, según la ecuación 7, externamente en el sistema de cámaras o en chip.

25 **[0066]** La figura 7 muestra un diagrama de circuito temporal simulado que va a explicarse basándose en el ejemplo de realización de la figura 5. En los diagramas de circuito a - k de la figura 7, el tiempo t se representa en microsegundos en el eje x. En esta simulación, los ejes temporales están representados, por ejemplo, de 1,24 μ s a 8,64 μ s. Los correspondientes ejes y de los diagramas a - k representan pulsos de luz, pulsos de señal, tensiones o estados de conmutación en unidades arbitrarias.

30 **[0067]** Antes del comienzo del ciclo de acumulación, tal como se ilustra en el diagrama j, se cierran los interruptores 190a y 290b (figura 5) para cargar la capacitancia de retroalimentación 284a y 284b a una tensión de referencia definida 275. En otro ejemplo de realización, el circuito puede presentar solo un interruptor 290 para cargar las capacitancias de retroalimentación a una tensión de referencia 275 definida en respuesta a una señal de control Φ_5 . Antes de emitir el pulso láser (diagrama a), se realiza un reinicio de píxel sincrónico para todos los píxeles. Esto se indica en el diagrama b de la figura 7 mediante el valor de reinicio de píxel ajustado a un 1 lógico. Como ya se ha descrito anteriormente, mediante el reinicio de píxel, la capacitancia de capa de barrera 132 (figura 5) conectada en paralelo al fotodiodo se ajusta a un valor de tensión de reinicio 229 definido. En los diagramas d y , el obturador 1 252a y el obturador 2 252b están cerrados, solapándose parcialmente de forma temporal con la señal de reinicio de píxeles. Es decir, se encuentran a un nivel 1 lógico. Desde el instante A, una vez que ha finalizado el reinicio de píxeles y, de este modo, pasa a un valor lógico 0, por tanto, se abre el correspondiente interruptor de reinicio 227, el valor de tensión en la capacitancia de capa de barrera 132 desciende y, del mismo modo, dado que los obturadores 1 y 2 están cerrados, en las correspondientes capacitancias de muestreo C_{H1} 254a y C_{H2} 254b. Por tanto, a partir del instante A, comienza la fase de integración o apertura de la primera y la segunda ventana temporal para integrar el pulso láser 304. En un instante B, se cierra el primer periodo de integración, que dura desde el instante A a un instante B y tiene una primera duración t_{int1} , y una tensión U_1 correspondiente se almacena temporalmente en una capacitancia de muestreo, por ejemplo, 254a. La tensión U_1 almacenada temporalmente incluye, tal como ya se ha mencionado anteriormente, información sobre la distancia, la reflectancia y la sensibilidad del sensor y sobre la porción de luz de fondo. La primera duración t_{int1} , dada por el periodo entre los instantes A y B, ha de seleccionarse de modo que el pulso láser reflejado integrado se corta parcialmente para obtener información de distancia del objeto que está midiéndose. Después, el segundo interruptor 252b (figura 5) puede cerrarse en un instante C, tal como se muestra en el diagrama e. Con ello, la duración del segundo tiempo de integración t_{int2} es mayor que la primera duración t_{int1} del primer periodo de detección y suficientemente larga para integrar todo el pulso láser reflejado. Es decir, el tiempo de integración t_{int2} dado por el periodo entre los instantes A y C es más largo que una amplitud de pulso del pulso láser emitido. Tras cerrar la segunda ventana, es decir, tras abrir el segundo obturador 252b, una tensión U_2 correspondiente se «congela», por ejemplo, en la capacitancia de muestreo C_{H2} 254b. Dado que la ventana de obturador tiene una duración t_{int2} más larga que la duración del pulso láser y, por tanto, se integra toda la forma del pulso láser, este valor de tensión U_2 ya no contiene más información de distancia dado que esta se obtiene mediante «el corte» del pulso láser recibido. Más bien, nuevamente la porción de luz de

fondo y la porción láser se capturan junto con información sobre reflectancia y sensibilidad del sensor. Tras cerrar la segunda ventana temporal y abrir el segundo obturador, finaliza, en este ejemplo de realización, el periodo de pulsos de radiación. Los correspondientes valores de tensión U_1 y U_2 se almacenan temporalmente en las capacitancias de muestreo 254a y 254b.

5

[0068] Como se muestra en el diagrama f (figura 7), cerrando el interruptor 560a, que, a diferencia del ejemplo de realización de la figura 5, no presenta una puerta lógica Y, puede establecerse una conexión con la etapa CDS. Por tanto, en ejemplos de realización no es necesario que el circuito comprenda un interruptor de selección 255. De forma simultánea al interruptor 560a, se cierra el interruptor 572a, de modo que puede formarse la
 10 tensión U_1 en la capacitancia de muestreo 274a del dispositivo de valoración 470. Como se muestra en el diagrama h, el interruptor 282 se cierra mediante la señal de control Φ_3 antes de la integración y durante esta para cargar y estabilizar el valor de tensión en las capacitancias de retroalimentación 284a y 284b a una tensión de desfase del amplificador operacional 280. También puede omitirse la apertura del interruptor 282 en el instante D y el cierre de nuevo del interruptor 282 en el instante D' mostrados en el diagrama h. En el instante E, el interruptor 282 se abre en
 15 respuesta a una señal de control Φ_3 , por lo que el valor lógico es 0. En esta fase, se lleva a cabo nuevamente un reinicio de los píxeles (diagrama b) y también se cierra nuevamente el obturador 1 252a (diagrama d), de modo que puede formarse nuevamente la tensión de reinicio V_{reinicio} 229 en la capacitancia de capa de barrera 132 del píxel 125 y la capacitancia de muestreo 254a. Mediante el cierre del interruptor 288 en respuesta a una señal de control Φ_2 , como se ilustra en el diagrama i, la capacitancia de retroalimentación 284a se acopla nuevamente al amplificador
 20 operacional 280. Con ello, el capacitor de retroalimentación 284a carga a una tensión diferencial que viene dada por la tensión en el capacitor de muestreo 274a y la tensión de referencia 275 del amplificador operacional 280 menos una tensión inicial del amplificador operacional. Esta tensión se aplica a la salida de la etapa CDS 299, como puede observarse en el diagrama k. Una vez finalizado el reinicio de píxeles en el instante F y la apertura del obturador 1 252a en el instante G, finaliza la integración de la primera ventana temporal sin un pulso láser, es decir, en el
 25 periodo oscuro. Dado que los interruptores 560a y 572a aún están cerrados, como puede observarse en el diagrama f, la tensión $U_{1, \text{parásita}}$, es decir, la tensión sin porción de pulso láser, se aplica al capacitor de muestreo 274a del dispositivo de valoración 470, de modo que la diferencia de tensiones $U_{1, \text{dif}} = U_1 - U_{1, \text{parásita}}$ se forma en el instante G a la salida de la etapa CDS, como puede observarse en el diagrama k.

[0069] A continuación, la etapa CDS se reinicia abriendo el interruptor 288 por medio de una señal de control Φ_2 y mediante el cierre del interruptor 282 en respuesta a una señal de control Φ_3 . Previamente, mediante la apertura de los interruptores 560a y 572a, la capacitancia de muestreo 274a de la etapa CDC se ha desacoplado de la capacitancia de muestreo 254a del circuito de muestreo y detención. Mediante el cierre de los interruptores 560b y 572a, de forma análoga al valor de tensión U_1 , también se transmite ahora el valor de tensión U_2 , que aún está
 35 almacenado temporalmente en la capacitancia de muestreo 254b, a la etapa CDS. Mediante el cierre del interruptor 227, se realiza nuevamente un reinicio de píxeles en el periodo H a I y, de forma análoga, se cierra el segundo obturador 252b, de modo que se detecta la porción de luz de fondo sin pulso láser en el segundo periodo de detección $t_{\text{int}2}$, que en este caso se extiende desde el instante I al J. Entonces, la correspondiente señal de tensión se transmite a la etapa CDS mientras los interruptores 560b y 572a aún están cerrados y allí, de forma análoga a la
 40 diferencia de tensión $U_{1, \text{dif}}$, se forma la tensión diferencial $U_{2, \text{dif}}$, que se aplica entonces a la salida 299 de la etapa CDS a partir del instante J. La formación de este valor de tensión $U_{2, \text{dif}}$ ya no se muestra en la simulación.

[0070] En este ejemplo de realización, la sustracción de los correspondientes valores de tensión se lleva a cabo en serie en la etapa CDS. Por tanto, primero se forma el valor de tensión diferencial $U_{1, \text{dif}}$ con y sin porción de
 45 pulso láser para la ventana temporal, que tiene un tiempo de integración $t_{\text{int}1}$ más corto, y, seguidamente, en serie, se forma la tensión diferencial $U_{2, \text{dif}}$ para la segunda ventana temporal con el periodo de integración $t_{\text{int}2}$ más largo, con y sin pulso láser. Por este motivo, en este ejemplo de realización, la etapa CDS puede implementarse en serie, en lugar de en paralelo, es decir, puede tener solo un interruptor 572 y una capacitancia de muestreo 274 así como un interruptor Φ_2 y Φ_5 y solo una capacitancia de retroalimentación 284.

50

[0071] En otro ejemplo de realización, la figura 8 muestra el esquema eléctrico de un dispositivo de detección 420 y un dispositivo de valoración 470 correspondiente. En este ejemplo de realización, el dispositivo de valoración 420 está formado nuevamente por un elemento de píxel 125a que está configurado como ya se ha descrito en
 55 relación con la figura 5. Es decir, un fotodiodo 130 que presenta una capacitancia de capa de barrera 132 conectada en paralelo está conectada a masa 133 con un terminal y está conectada a un amplificador separador 134 y al interruptor de reinicio de píxel 227 con el otro terminal. El interruptor de reinicio de píxel 227, también denominado «interruptor de reinicio 227» en esta solicitud, carga la capacitancia de píxel, en el estado cerrado, a la tensión de reinicio V_{reinicio} 229 previamente definida. El amplificador separador 134 puede ser un seguidor de tensión que tiene una amplificación de 1 o también un amplificador separador que eventualmente presenta una amplificación superior

a 1. Además de esto, el dispositivo de detección 420 presenta un circuito de muestreo y retención 550 que está conectado a la salida del amplificador separador 134 y, por tanto, al elemento de píxel 125a a través del obturador o interruptor 252. En este ejemplo de realización, el circuito de muestreo y retención 550 presenta dos capacitancias de muestreo 254a y 254b que están conectadas en cada caso, con un terminal, a masa 133 con un terminal y, con el otro terminal, a la entrada del circuito de muestreo y retención, en cada caso a través de interruptores 80a y 80b a través del obturador 252. Por tanto, en el presente ejemplo de realización, las capacitancias de muestreo 254a y 254b no están dispuestas en paralelo, sino que están acopladas a una trayectoria común de señales a través de un nodo, como puede observarse en el esquema eléctrico de la figura 8. Además, las dos capacitancias de muestreo 254a y 254b están conectadas, nuevamente a través de un interruptor de selección 255, con un circuito subsiguiente para el muestreo doble correlacionado (etapa CDS) 470.

[0072] El circuito para el muestreo doble (correlacionado) 470 presenta una capacitancia de retención 276 que, por una parte, está conectada a masa 133 y, por otra parte, está conectada al amplificador separador 264 a la entrada de la etapa CDS 470. El circuito para el muestreo doble (correlacionado) 470 presenta una capacitancia de muestreo C_{c10} 274b que, a través de un interruptor 572b a través del nodo 85, está conectada, por una parte, a la capacitancia de retención 276 y, por otra parte, a la salida del amplificador separador 264. Opcionalmente, puede disponerse un segundo ramal paralelo con un interruptor 572a y una segunda capacitancia de muestreo 274a. Sin embargo, este ramal paralelo 84 es opcional dado que la valoración en la etapa CDS se realiza en serie si solo se utiliza un amplificador operacional 280 por píxel de obturador doble 420. Si la etapa CDS presenta solo una capacitancia de muestreo, la detección de la porción de luz de fondo en el periodo oscuro solo puede realizarse en serie, es decir, los correspondientes periodos de detección no se solapan, como se muestra en los diagramas f y g de la figura 7. En dos periodos de detección que se solapan durante el periodo oscuro, se necesitan dos capacitancias de muestreo 274a y 274b para almacenar temporalmente los valores de tensión en la etapa CDS, como se muestra en las figuras 5 y 8 (opcional). Asimismo, el dispositivo de valoración 470 presenta nuevamente dos capacitancias de retroalimentación 284a y 284b dispuestas en paralelo y conectadas a las capacitancias de muestreo 274a (opcional) y 274b a través de un nodo 575. Además, el nodo 575 está conectado a la entrada «no inversora» 280b del amplificador operacional 280. A través del interruptor 282, el amplificador operacional puede cortocircuitarse en respuesta a una señal de control Φ_3 . Las capacitancias de retroalimentación 284a y 284b pueden conectarse a la salida 280a del amplificador operacional a través de los interruptores de retroalimentación 288a y 288b, o pueden conectarse al potencial de referencia 275 a través de un interruptor de potencial de referencia 290 en respuesta a una señal de control Φ_5 . La tensión de salida V_{salida} del dispositivo de valoración 470 se aplica a la salida 299, pudiendo suavizarse la señal de salida a través de un capacitor de salida C_{salida} 89. La entrada inversora 280c del amplificador operacional 280 puede situarse a un potencial de desfase 276.

[0073] Este ejemplo de realización se distingue por una demanda de espacio reducida aproximadamente el 50% y un consumo de potencia reducido aproximadamente el 50% por píxel de obturador doble, en comparación con los píxeles convencionales con un circuito de muestreo y retención. En este ejemplo de realización, tras el cierre del obturador 252 en las capacitancias de muestreo 254a y 254b, las reflexiones del pulso de radiación en la superficie de un objeto y una radiación de fondo se capturan junto con las porciones de reflectancia y sensibilidad durante el periodo de pulsos de radiación una vez en un corto tiempo de integración t_{int1} , es decir, en un primer tiempo de obturador, y, en un segundo tiempo de integración t_{int2} que es más largo que el primer tiempo de integración y se solapa a este, se captura la influencia de todo el pulso de radiación reflejado en la tensión, es decir, se implementa un tiempo de obturador corto y un tiempo de obturador largo en una ruta de píxel que, a diferencia del ejemplo de realización de la figura 5, no se implementa en paralelo. Como ya se ha mencionado anteriormente, una ventaja de este ejemplo de realización es la reducida demanda de espacio y potencia, así como un comportamiento de ruido mejorado dado que el ruido de reinicio y el ruido SF1 es el mismo para los dos tiempos de obturador (tiempo de integración t_{int1} , t_{int2}). Los valores de tensión U_1 y U_2 aplicados a las capacitancias de muestreo 254a y 254b pueden valorarse en la etapa CDS 470, tal como se ha descrito anteriormente. En este ejemplo de realización, toda la medición de distancia con un tiempo de obturador corto y un tiempo de obturador largo, cada uno con y sin un pulso láser, puede detectarse en una ruta de píxel. Asimismo, la luz de fondo para todos los píxeles de una disposición de píxeles puede detectarse en un tiempo de obturador y no tiene que realizarse en serie fila a fila, como en otros ejemplos de realización, lo cual puede conllevar una reducción del tiempo de medición para la medición de la distancia. Dado que, como se explica con mayor detalle más adelante, las porciones de luz láser y luz de fondo se detectan en un tiempo de obturador, se incrementa la correlación y, por tanto, puede ser de prácticamente el 100%. Asimismo, el tiempo de medición se acorta, en comparación con otros ejemplos de realización y procedimientos convencionales.

[0074] En otro ejemplo de realización, la figura 9 muestra un dispositivo de detección 420 en forma de un esquema eléctrico. Nuevamente, el dispositivo de detección 420 presenta un elemento de píxel 125a así como un

circuito de muestreo y retención 550. En este ejemplo de realización, el circuito de muestreo y retención 550 presenta cuatro capacitancias de muestreo C_{S0} , C_{S1} , C_{S2} y C_{S3} con la correspondiente numeración 254a - 254d. Estas están conectadas a masa en un lado terminal y, en el otro lado terminal, están conectadas, en cada caso por medio de interruptores de selección 80 a-80 d a través de nodos de la ruta de píxeles, al obturador 252. Este se acopla al elemento de píxel 125a a través del amplificador separador 134. Asimismo, el circuito de muestreo y retención 550 presenta nuevamente un interruptor de selección 255 que puede acoplar las capacitancias de muestreo a un dispositivo de valoración 470 situado corriente abajo a través de sus correspondientes interruptores de selección 80a - 80d. Nuevamente, el dispositivo de valoración 470 puede una etapa CDS, como se ha descrito en los ejemplos de realización, por ejemplo, en la figura 8. Con esta disposición de circuitos para el circuito de muestreo es posible reducir la demanda de espacio y potencia en comparación con los circuitos de muestreo y retención convencionales para la medición de distancia y, además, tanto el ruido de reinicio como el ruido SF1 para todas las tensiones muestreadas es el mismo, tanto para la exposición de fondo como para la exposición láser. Como se mostrará más adelante en relación con las figuras 10 y 11, con este ejemplo de realización, la luz de fondo en un periodo oscuro también puede detectarse para todos los píxeles en un tiempo de obturador y no tiene que leerse en serie fila a fila. Esto puede reducir el tiempo de medición y la correlación de la luz láser y de fondo en un tiempo de obturador puede incrementarse a prácticamente el 100%. Toda la medición con un tiempo de obturador corto y un tiempo de obturador largo, con y sin pulso láser, puede realizarse en una ruta de píxel y en un tiempo de obturador. Para ello, la porción de luz de fondo puede sustraerse con un método de extrapolación, como se describirá más adelante de con mayor detalle.

20

[0075] La figura 10 ilustra en un diagrama cómo, según otro ejemplo de realización de la presente invención, puede calcularse la luz de fondo con un método de extrapolación. En la figura 10, el tiempo t se representa en unidades arbitrarias en el eje x , y la señal de tensión U en la capacitancia de capa de barrera 132 del fotodiodo 130 se representa en el eje y . Tras la finalización de un reinicio de píxeles en el instante t' , se aplica un valor de tensión $V_{reinicio}$ definido previamente a la capacitancia de capa de barrera del elemento de píxel 125a. En el periodo oscuro subsiguiente en este ejemplo de realización, en el que no se emite ningún pulso láser, la tensión disminuye simplemente por la luz de fondo. Para extrapolar la luz de fondo, se mide la curva de tiempo de esta tensión en cuatro puntos de medición U_0 , U_1 , U_2 y U_3 y se almacena temporalmente en capacitancias de muestreo C_{S0} 254a, C_{S1} 254b, C_{S2} 254c y C_{S3} 254d correspondientes (figura 9). Como se muestra adicionalmente en la figura 10, primero, en un instante t_0 , la tensión U_0 se almacena temporalmente en una primera capacitancia de muestreo, por ejemplo, 254a. El almacenamiento de los distintos valores se realiza, como ya se ha descrito, cerrando de forma correspondiente los interruptores 80a - 80d asociados a las capacitancias de muestreo. En un segundo instante t_1 , el valor de tensión U_2 se almacena temporalmente en una segunda capacitancia de muestreo 254b. Entre los instantes t_0 y t_1 ha transcurrido un periodo de tiempo de una longitud T_0 . Entonces, se almacenan temporalmente los distintos valores de tensión con ayuda de un dispositivo de control o control por sensor mediante el control y la apertura de los correspondientes interruptores de selección 80a - 80d en el instante correspondiente, y «congelando» las tensiones correspondientes en las correspondientes capacitancias de muestreo.

[0076] Tras almacenar temporalmente el valor de tensión U_1 , finaliza el periodo oscuro. Para el periodo de pulsos de radiación subsiguiente, en el que se detecta el pulso láser reflejado 304, se inicia corto periodo de integración un T_{corto} cerrando, por ejemplo, el interruptor 80c, y se inicia un periodo de integración largo T_{largo} cerrando el interruptor 80d, de forma sincronizada en fase con respecto al pulso láser 304. El más corto de los dos periodos de detección en este periodo de pulsos de radiación se cierra tras un tiempo de integración T_{corto} , de modo que el pulso láser reflejado «se corta» parcialmente para obtener la información de distancia deseada. Para ello, además, la tensión U_2 se almacena temporalmente, por ejemplo, en la capacitancia de muestreo C_{S2} , mediante el cierre del interruptor 80c. La segunda ventana temporal con un tiempo de integración T_{largo} es más larga que la duración del pulso láser, de modo que se integra toda la forma de pulso del láser. Entonces, el valor de tensión U_3 correspondiente se almacena, por ejemplo, en la capacitancia de muestreo 254d. Los valores de tensión U_0 , U_1 , U_2 y U_3 pueden medirse tal como se ha descrito anteriormente, y, a partir de ellos, pueden calcularse los valores ΔU_2 y ΔU_3 , es decir, las «señales netas» debidas a la exposición láser que se necesitan para calcular la distancia de un objeto. La porción de luz de fondo en la descomposición de la tensión puede extrapolarse mediante la siguiente ecuación:

55

$$U_{fondo}(t) = U_0 - \frac{U_0 - U_1}{\tau_0} \cdot t + \frac{U_0 - U_1}{\tau_0} \cdot t_0 \quad (9)$$

[0077] En la ecuación 9, pueden medirse los valores de tensión U_0 y U_1 y los valores de tiempo t_0 y T_0 se conocen o pueden ajustarse. Con ayuda de la ecuación 9, puede calcularse ΔU_2 según la siguiente ecuación:

$$\Delta U_2 = U_2 - U_1 + (U_0 - U_1) \cdot \frac{\tau_{corto}}{\tau_0} \quad (10)$$

[0078] También puede calcularse ΔU_3 :

5

$$\Delta U_3 = U_3 - U_1 + (U_0 - U_1) \cdot \frac{\tau_{largo}}{\tau_0} \quad (11)$$

[0079] El principio de obturador doble con un único tiempo de exposición también puede aplicarse para la compensación de la luz de fondo. Con la ayuda de este método de extrapolación, todos los píxeles de una disposición de píxeles pueden compensar la porción de luz de fondo en un único periodo oscuro. Como se ha descrito anteriormente, los valores de tensión almacenados temporalmente en las capacitancias de muestreo 254a - 254d pueden sustraerse en la siguiente etapa CDS 470 para obtener la información de distancia.

[0080] La figura 11a ilustra, en otro ejemplo de realización, una versión más general del procedimiento de extrapolación para la porción de luz de fondo. En este ejemplo de realización, la segunda tensión U_2 (figura 11a) para la luz de fondo extrapolada no se muestrea en el instante inicial de la integración del pulso láser durante el periodo de pulsos de radiación. Puede realizarse en cualquier momento del periodo oscuro anterior.

[0081] Como se ha descrito en relación con la figura 10, el tiempo t se representa en unidades arbitrarias en el eje x , y la tensión aplicada al fotodiodo se representa en unidades arbitrarias en el eje y . A diferencia del ejemplo de realización mostrado en la figura 10, las tensiones U_1 y U_2 pueden medirse en cualquier momento del periodo oscuro y almacenarse temporalmente en las correspondientes capacitancias de muestreo del circuito de muestreo y retención 550. Para ello, por ejemplo, en el instante t_1 , la tensión U_1 puede almacenarse temporalmente en el capacitor de muestreo C_{s0} (figura 9), y un segundo valor de tensión U_2 puede almacenarse temporalmente en una segunda capacitancia de muestreo, por ejemplo, C_{s1} , en un segundo instante t_2 del periodo oscuro. Por tanto, en este ejemplo de realización, los cambios de tensión en el fotodiodo debidos a la porción de luz de fondo se miden en dos periodos de detección que se solapan en el periodo oscuro y «se congelan» mediante dos valores de tensión U_1 y U_2 . En un periodo de pulsos de radiación, dos periodos de detección para el pulso láser se acoplan, sincronizados en fase, al momento de emisión del láser 304. Un primer periodo de detección con un tiempo de integración τ_{corto} o τ_{int} corta parcialmente el pulso láser reflejado, es decir, la ventana temporal se cierra antes de que el pulso láser se haya integrado totalmente. Más bien, esto tiene lugar en el segundo periodo de detección, que tiene una duración τ_{largo} o τ_{int2} que es al menos tan larga como el pulso láser. Tras el cierre del primer periodo de detección para integrar el pulso láser reflejado en el instante t_3 , la correspondiente tensión U_3 se almacena temporalmente, por ejemplo, en la capacitancia de muestreo C_{s2} . Por tanto, el valor de tensión U_3 , que incluye la información de distancia al objeto, se aplica a esta capacitancia de muestreo. Entonces, el valor de tensión U_4 se almacena temporalmente, por ejemplo, en el capacitor de muestreo C_{s3} mediante el cierre de la segunda ventana temporal, que tiene una duración τ_{largo} . Los instantes de inicio de la primera y la segunda ventana temporal para el periodo de pulsos de radiación pueden estar sincronizados en fase con el pulso láser 304.

[0082] Mediante este procedimiento, las tensiones U_1 a U_4 pueden almacenarse temporalmente en las correspondientes capacitancias de muestreo. Entonces, pueden calcularse las señales netas basándose en la exposición láser, es decir, ΔU_3 y ΔU_4 .

[0083] Para el cambio de la tensión por la porción de luz de fondo puede aplicarse la siguiente relación funcional:

45

$$U_{fondo}(t) = mx + b =: U_H(t) \quad (12)$$

[0084] Por tanto, la relación funcional entre la tensión y el tiempo puede describirse mediante una ecuación lineal. Aplicado a la figura 11a, esto significa que la inclinación de la línea recta puede representarse por la diferencia de tensión de los valores de tensión U_2 y U_1 divididos por la correspondiente diferencia temporal $t_2 - t_1$ en un correspondiente tiempo t menos el desfase temporal t_1 y la tensión U_1 .

[0085] Esto se ilustra en la ecuación 13:

$$U_H(t) - U_1 = \frac{(U_2 - U_1)}{t_2 - t_1} \cdot (t - t_1) \quad (13)$$

5

[0086] Esta ecuación puede expresarse del siguiente modo:

$$\begin{aligned} U_H(t) &= \frac{U_2 - U_1}{t_2 - t_1} \cdot t - \frac{U_2 - U_1}{t_2 - t_1} \cdot t_1 + U_1 = \\ &= -\frac{U_1 - U_2}{t_2 - t_1} \cdot t + \frac{U_1 - U_2}{t_2 - t_1} \cdot t_1 + \frac{U_1 t_2 - U_1 t_1}{t_2 - t_1} = \\ &= -\frac{U_1 - U_2}{t_2 - t_1} \cdot t + \frac{U_1 t_1 - U_2 t_1 + U_1 t_2 - U_1 t_1}{t_2 - t_1} = \\ &= -\frac{U_1 - U_2}{t_2 - t_1} \cdot t + \frac{U_1 t_2 - U_2 t_1}{t_2 - t_1} \end{aligned} \quad (14)$$

10

[0087] De modo que para la relación funcional de la tensión $U_H(t)$ resulta la siguiente ecuación lineal:

$$U_H(t) = -\frac{U_1 - U_2}{t_2 - t_1} \cdot t + \frac{U_1 t_2 - U_2 t_1}{t_2 - t_1} \quad (15)$$

15

[0088] Con esta relación funcional, el valor de tensión puede calcularse o extrapolarse basándose en la porción de luz de fondo pura en cualquier momento t .

[0089] Entonces, puede calcularse ΔU_3 fácilmente utilizando el valor de tensión U_3 almacenado temporalmente y la ecuación 15. Para ΔU_3 , resulta lo siguiente:

$$\Delta U_3 = U_3 - U_H(t_3) = U_3 + \frac{U_1 - U_2}{t_2 - t_1} \cdot t_3 - \frac{U_1 - U_2}{t_2 - t_1} \cdot t_1 - U_1 \quad (16)$$

25

[0090] Tras otra transformación, resulta la ecuación 17:

$$\begin{aligned} \Delta U_3 &= U_3 - U_1 + \frac{U_1 - U_2}{t_2 - t_1} \cdot (t_3 - t_1) = \\ &= U_3 - U_1 + (U_1 - U_2) \cdot \frac{t_3 - t_1}{t_2 - t_1} \end{aligned} \quad (17)$$

30

[0091] Por tanto, ΔU_3 puede calcularse por la diferencia de los valores de tensión U_3 y U_1 y la diferencia de los valores de tensión U_1 y U_2 , así como por las correspondientes diferencias de los tiempos $t_3 - t_1$ dividida por $t_2 - t_1$. Estos tiempos pueden ajustarse por el control de sensor y, por tanto, considerarse conocidos dado que se corresponden

con la correspondiente ventana temporal del obturador. De forma análoga puede calcularse también ΔU_4 , de lo que resulta la ecuación 18:

$$5 \quad \Delta U_4 = U_4 - U_H(t_4) = U_4 - U_1 + (U_1 - U_2) \cdot \frac{t_4 - t_1}{t_2 - t_1} \quad (18)$$

[0092] Nuevamente, ΔU_4 puede calcularse si se conoce la diferencia de tensiones U_4 y U_1 y la diferencia de tensiones U_1 y U_2 , así como la diferencia de los correspondientes tiempos t_4-t_1 y t_2-t_1 . Estos pueden ajustarse nuevamente por el control del sensor y, por tanto, considerarse conocidos. Como se ha descrito anteriormente, los valores de tensión U_1 a U_4 se almacenan ahora temporalmente en las correspondientes capacitancias de muestreo C_{s0} a C_{s3} 254a - 254d, y las correspondientes diferencias U_3-U_1 , U_1-U_2 y U_4-U_1 pueden formarse, por ejemplo, por la etapa CDS 470 conectada al circuito de muestreo y retención 550, y almacenarse temporalmente en capacitancias de memoria en la etapa CDS para el tratamiento ulterior. Expresado de otra manera, pueden facilitarse nuevamente los valores de tensión necesarios para calcular la distancia a un objeto que va a medirse.

[0093] La figura 11b muestra a título de ejemplo en dos diagramas temporales esquemáticos I y II dos opciones diferentes para reiniciar los píxeles (reinicio de píxel 229) durante el periodo oscuro y el periodo de pulsos de radiación según ejemplos de realización de la presente invención. En un eje temporal, en el que el tiempo t se representa en unidades arbitrarias, un reinicio de píxel 229 puede realizarse en cada caso antes del comienzo de un ciclo 72 que incluye en cada caso un periodo oscuro 70a y un periodo de pulsos de radiación 70b (diagrama I). Para un ciclo de medición subsiguiente, puede realizarse nuevamente un reinicio de píxel 299 común para el periodo oscuro 70a y el periodo de pulsos de radiación 70b. No obstante, en el diagrama II, antes del comienzo de cada periodo oscuro 70a o periodo de pulsos de radiación 70b, se realiza un reinicio de píxel. Para un ciclo de medición subsiguiente, puede realizarse nuevamente un reinicio de píxel de forma independiente para cada periodo de pulsos de radiación y cada periodo oscuro. Esto se ha explicado, por ejemplo, en relación con el ejemplo de realización de la figura 6. La secuencia y la duración relativa de los periodos de pulsos de radiación 70a y los periodos oscuros 70b puede diferenciarse de la disposición ilustrada. Por tanto, también es posible que tras un periodo de pulsos de radiación sigan varios periodos oscuros, o que tras un periodo oscuro sigan varios periodos de pulsos de radiación. Asimismo, los periodos de pulsos de radiación y los periodos oscuros no han de ser directamente adyacentes en el tiempo, como se muestra en los ejemplos de realización.

[0094] La figura 12 muestra de forma esquemática la estructura de un sensor y receptor de imágenes que está formado, por ejemplo, por una pluralidad de dispositivos de detección 420 dispuestos en columnas y filas, y dispositivos de valoración 470 asociados en cada caso con las columnas, filas o píxeles. El receptor o sensor de imágenes puede comprender una lógica de control 580 que genera, entre otras cosas, las correspondientes señales de reinicio, señales de control y señales de selección de filas y columnas tal como se ha descrito en relación con las figuras 5 y 6. Para ello, el receptor o sensor de imágenes o disposición de píxeles puede presentar, entre otras cosas, un decodificador de dirección de columna 710, un multiplexor de columna 720 correspondiente o un registro de desfase y, por ejemplo, un decodificador de dirección de fila 730. En respuesta a una señal de selección, los píxeles de una fila se conectan a los dispositivos de valoración 470 asociados columna por columna o píxel por píxel. Mediante la señal de selección, los interruptores 255 se conectan a las correspondientes líneas de lectura 568 y las señales se transmiten a los dispositivos de valoración 470 tal como se ha descrito anteriormente. En este ejemplo de realización de la presente invención, un dispositivo o el dispositivo de detección de un distanciómetro óptico se conecta en forma de una matriz o una disposición de modo que, por ejemplo, se forma un sensor para la medición tridimensional de distancias. En otros ejemplos de realización, son posibles diferentes disposiciones de los píxeles. En general, un dispositivo de valoración 470 puede asociarse a una determinada disposición de píxeles o de forma individual a cada uno de los píxeles. Esto significa que cada píxel puede tener un dispositivo de valoración 470 individual asociado, es decir, por ejemplo, un circuito para el muestreo doble (correlacionado), tal como se ha descrito en ejemplos de realización.

[0095] La figura 13 muestra, en un diagrama de bloques, un ejemplo de realización del procedimiento para la medición óptica de distancias. Según un ejemplo de realización, el procedimiento comprende la emisión 810 de un pulso de radiación con una fuente de radiación pulsada configurada para emitir, en un periodo de pulsos de radiación temporalmente continuo, un pulso de radiación con una duración de pulso t_p más corta que el periodo de pulsos de radiación, y para no transmitir pulsos de radiación en un periodo oscuro temporalmente continuo. Asimismo, el procedimiento comprende un paso de detección 820 de diferentes cantidades de radiación con un

dispositivo de detección configurado para captar reflexiones del pulso de radiación en la superficie de un objeto y radiación de fondo en dos periodos de detección que se solapan durante el periodo de pulsos de radiación, y/o para captar radiación de fondo en dos periodos de detección que se solapan durante el periodo oscuro. El procedimiento comprende adicionalmente calcular 830, basándose en las cantidades de radiación detectadas, una señal que depende de la distancia que está midiéndose.

[0096] La emisión 810 puede realizarse, por ejemplo, de modo que, tal como se ha descrito anteriormente, se emite un rayo láser pulsado o un rayo LED pulsado. En otro ejemplo de realización del procedimiento para la medición óptica de distancias, la emisión 810 del pulso de radiación y la detección 820 de las distintas cantidades de radiación se inicia en dos periodos de detección que se solapan durante el periodo de pulsos de radiación de forma temporalmente sincronizada, presentando, en este ejemplo de realización, un primer periodo de detección que tiene una duración t_{int1} la duración de pulso t_p , y un segundo periodo de detección, una duración t_{int2} mayor que t_p y/o, comenzando la detección de las diferentes cantidades de radiación en dos periodos de detección que se solapan durante el periodo oscuro, de forma temporalmente sincronizada, tras la finalización del periodo de pulsos de radiación, pudiendo tener nuevamente un tercer periodo de detección que tiene la duración t_{int3} la duración de pulso t_p , y el cuarto periodo de detección con la duración t_{int4} , una duración t_{int2} mayor que t_p .

[0097] La detección 820 de las diferentes cantidades de radiación con un dispositivo de detección y el cálculo 830 de una señal pueden realizarse, por ejemplo, de modo que dos cantidades de carga o valores de tensión detectados en los dos periodos de detección que se solapan y dependientes de la cantidad de radiación detectada se almacenan temporalmente en un dispositivo de detección y señales dependientes de la distancia que está midiéndose se calculan basándose en los valores de tensión o carga almacenados temporalmente. En ejemplos de realización del procedimiento para la medición óptica de distancias, el cálculo 830 de una señal con un circuito para el muestreo doble correlacionado se realiza de modo que se calculan señales diferenciales a partir de reflexiones del pulso de radiación en un objeto y radiación de fondo detectadas en los dos periodos de detección que se solapan durante el periodo de pulsos de radiación y las radiaciones de fondo detectadas en los dos periodos de detección que se solapan durante el periodo oscuro.

[0098] En otro ejemplo de realización de la presente invención, en un procedimiento de muestreo múltiple, el acoplamiento eléctrico de una primera capacitancia de muestreo por medio de un circuito seguidor de tensión a una salida de un elemento sensor de píxel capacitivo se realiza durante una primera ventana temporal, y el acoplamiento eléctrico de una segunda capacitancia de muestreo, por medio de un circuito seguidor de tensión, a la salida del elemento sensor de píxel capacitivo se realiza durante una segunda ventana temporal. Con ello, la primera y la segunda ventana temporal se solapan, de modo que, al final de la primera y la segunda ventana temporal, diferentes señales de tensión que describen un proceso de carga o descarga del elemento sensor de píxel capacitivo se aplican a la primera y la segunda capacitancia de muestreo. Este procedimiento de muestreo múltiple puede comprender además un paso de sustracción en el que a la señal de tensión presente en la primera capacitancia de muestreo al final de un primer periodo se sustrae la señal de tensión presente en la primera capacitancia de muestreo al final de un segundo periodo, y a la señal de tensión presente en la segunda capacitancia de muestreo al final del primer periodo se sustrae la señal de tensión presente en la segunda capacitancia de muestreo al final del segundo periodo. El primer periodo puede ser, por ejemplo, el periodo de pulsos de radiación, y el segundo periodo puede ser el periodo oscuro.

[0099] En un ejemplo de realización de la presente invención, el dispositivo de detección 420 está realizado como un elemento sensor de píxel 125a, en el que la salida del sensor de píxel está conectada al circuito de muestreo y retención 550 configurado en paralelo a través de al menos un amplificador separador 134, comprendiendo cada ramal paralelo del circuito de muestreo y retención un interruptor de muestreo 252a, 252b que conecta la salida 134a del al menos un amplificador separador 134 con una capacitancia de muestreo 254a, 254b y un interruptor de transferencia 560a, 560b. Cada interruptor de transferencia 560a, 560b de un ramal paralelo está acoplado eléctricamente a un dispositivo de valoración 470 a través de otro amplificador separador 264. Los interruptores de muestreo 252a y 252b del circuito de muestreo y retención 550 se controlan de modo que están cerrados en dos periodos de detección diferentes que se solapan de manera que diferentes señales de un elemento sensor de píxel se almacenan temporalmente en cada capacitancia de muestreo 252a, 252b de un ramal paralelo.

[0100] En ejemplos de realización, los amplificadores separadores 134 y 264 pueden estar realizados, por ejemplo, como seguidores de tensión para almacenar de forma intermedia el fotodiodo o el circuito de muestreo y retención. De este modo, los seguidores de tensión pueden actuar como convertidores de impedancia con, de forma ideal, una resistencia de entrada infinitamente grande y una resistencia de salida despreciable.

[0101] En otros ejemplos de realización de la presente invención, el dispositivo de valoración 470 está realizado como un circuito para el muestreo doble correlacionado. El circuito para el muestreo doble correlacionado presenta un amplificador 280, estando conectada la salida del amplificador a una entrada 280b a través de un interruptor de reinicio 282. El circuito para el muestreo doble correlacionado puede presentar una primera 274a y una segunda 274b capacitancia de muestreo conectadas en paralelo, cada una acoplada eléctricamente con una entrada del dispositivo de valoración 470 a través de un primer 572a y un segundo 572b interruptor de muestreo, y conectadas a una entrada del amplificador. En otros ejemplos de realización, el circuito para el muestreo doble correlacionado también puede presentar solo una capacitancia de muestreo 274 y/o un interruptor 572.

10 **[0102]** Como se muestra en ejemplos de realización, el circuito para el muestreo doble correlacionado puede presentar una primera 284a y una segunda 284b capacitancia de retroalimentación conectadas en paralelo que están conectadas a la entrada del amplificador 280b. Cada una de las capacitancias de retroalimentación está conectada a un potencial de referencia 275 con su otro terminal a través del correspondiente interruptor de tensión de referencia 290a, 290b y a la salida del amplificador 280 a través de un primer 288a y un segundo 288b interruptor amplificador. En otros ejemplos de realización de la presente invención, el distanciómetro óptico o el dispositivo para el muestreo doble comprende un dispositivo de control 580 que está configurado para cerrar, en una primera fase A, el primer interruptor de muestreo 572a del dispositivo de valoración 470, el interruptor de reinicio 282 y el interruptor de tensión de referencia 290, de modo que una primera señal aplicada a la entrada del dispositivo de valoración 470 se forme en la primera capacitancia de muestreo 274a. En una segunda fase temporal B subsiguiente, el dispositivo de control 580 abre el primer interruptor de muestreo 572a, el interruptor de reinicio 282 permanece cerrado y el segundo interruptor de muestreo 572b del dispositivo de valoración está cerrado para formar una segunda señal en la segunda capacitancia de muestreo 274b. En una tercera fase temporal C subsiguiente, el dispositivo de control puede hacer que el primer interruptor de muestreo 572a y el primer interruptor amplificador 288a estén cerrados y el segundo interruptor de muestreo 572b y el interruptor de reinicio 282 estén abiertos para aplicar una tercera señal a la primera capacitancia de muestreo 274a de modo que en la primera capacitancia de retroalimentación 284a se forme una señal diferencial de las señales primera y tercera. El dispositivo de control 580 puede estar configurado de modo que, en una cuarta fase temporal D, el segundo interruptor de muestreo 572 y el segundo interruptor amplificador 288b estén cerrados, de modo que una cuarta señal se aplica a la segunda capacitancia de muestreo 274b y, en la segunda capacitancia de retroalimentación 284b, se forma una señal diferencial adicional a partir de las señales segunda y cuarta que se aplica a la salida 299.

[0103] Como se ha mostrado, por ejemplo, en relación con la figura 12, en ejemplos de realización, un distanciómetro óptico puede presentar una pluralidad de dispositivos de detección 420 para detectar diferentes cantidades de radiación dispuestos en filas y columnas. Asimismo, el mismo puede comprender un dispositivo de control para controlar las filas y columnas. El dispositivo de control o la lógica de control puede utilizarse, por ejemplo, para seleccionar los dispositivos de detección de una fila y seleccionar o controlar los obturadores o interruptores así como la dirección de columna tal como se ha descrito anteriormente. En un ejemplo de realización, un dispositivo de valoración 470, conectado a los dispositivos de detección 420 dispuestos en filas y columnas a través de una línea de lectura 568, está asociado a cada columna o cada fila de la disposición de píxeles, de modo que, basándose en las cantidades de radiación detectadas, se calculan señales dependientes de la distancia al objeto que está midiéndose. Después, las señales calculadas pueden facilitarse para el tratamiento ulterior fila a fila o, en otros ejemplos de realización, también columna a columna o píxel a píxel. En otro ejemplo de realización, un dispositivo de valoración 470 puede estar asociado a cada píxel.

45 **[0104]** En ejemplos de realización de la presente invención, en general, un dispositivo presenta un elemento sensor de píxel 125a que realiza un proceso de carga o descarga en función de una magnitud de medición que puede detectarse en una salida del elemento sensor de píxel 134a. Asimismo, el dispositivo puede comprender al menos un seguidor de tensión 134, así como una primera y una segunda capacitancia de muestreo 252a, 254b y un primer y un segundo interruptor 252a y 252b que conectan la primera 254a o la segunda 254b capacitancia de muestreo en paralelo a la salida del elemento sensor de píxel a través del al menos un seguidor de tensión 134. Además, un dispositivo según un ejemplo de realización de la presente invención puede presentar un dispositivo de control configurado para controlar el primer y el segundo interruptor 252a y 252b de modo que el primer interruptor esté cerrado en una primera ventana temporal y el segundo interruptor esté cerrado en una segunda ventana temporal, solapándose temporalmente la primera ventana temporal 304 y la segunda ventana temporal 314 de modo que, al final de la primera 304 y la segunda 314 ventana temporal, en las capacitancias de muestreo 254a y 254b se presentan diferentes señales de tensión U_1 , U_2 que describen el proceso de carga o descarga del elemento sensor de píxel capacitivo 125a.

[0105] En ejemplos de realización de la presente invención, la magnitud de medición que provoca un proceso

de carga o descarga del elemento sensor de píxel es a menudo una radiación pulsada. No obstante, en otros ejemplos de realización de la presente invención, otras magnitudes de medición que, en general, hacen que un elemento sensor capacitivo realice un proceso de carga o descarga pueden detectarse con los dispositivos y procedimientos para el muestreo doble correlacionado descritos en ejemplos de realización.

5

[0106] Los dispositivos o el procedimiento para el muestreo doble correlacionado descritos en los ejemplos de realización también pueden utilizarse, por ejemplo, en otras áreas de la detección de imágenes o la medición de distancias.

10 **[0107]** También es posible un uso del procedimiento de muestreo doble correlacionado ilustrado en la presente invención en sensores resistivos, inductivos, capacitivos, piezoeléctricos, de campo magnético o de temperatura. Por tanto, en general, el procedimiento para el muestreo doble correlacionado o el dispositivo para el muestreo doble correlacionado según la invención pueden emplearse en amplios campos de la tecnología de medición o detección de valores de medición.

15

[0108] Según otro ejemplo de realización de la presente invención, el elemento sensor de píxel 125a puede estar configurado como diodo PN, como foto-puerta, como un denominado «dispositivo de carga acoplada» (CCD, *Charged Coupled Device*), diodo PIN, foto-puerta CCD, mezclador fotónico, fotodiodo de pozo N o, por ejemplo, también como fotodiodo fijado (pinned). Por tanto, el elemento sensor de píxel puede estar configurado como un elemento sensor de píxel capacitivo, realizándose un proceso de carga o descarga basándose en una radiación que interactúa con el elemento sensor de píxel capacitivo o, en general, una magnitud de medición.

20

[0109] En otro ejemplo de realización, el dispositivo de control 580 puede estar configurado de modo que el primer interruptor 252a para la primera ventana temporal 314 y el segundo interruptor 252b para la segunda ventana temporal 316 se cierran simultáneamente al comienzo del proceso de carga o descarga en función de la magnitud de medición, siendo la duración 304a de la primera ventana temporal más corta que la duración 316a de la segunda ventana temporal. La duración de la primera ventana temporal 314 puede corresponderse, por ejemplo, con un periodo de interacción de una magnitud de medición, en función de la cual un elemento sensor de píxel capacitivo implementa un proceso de carga o descarga.

25

30

[0110] Un dispositivo de valoración 470 también puede estar configurado, por ejemplo, de modo que se calculen señales diferenciales basándose en dos señales de tensión aplicadas una tras otra a la primera 274a y la segunda 274b capacitancia de muestreo.

35 **[0111]** En un ejemplo de realización, el dispositivo puede presentar un elemento sensor de píxel capacitivo que realiza un proceso de carga o descarga en función de una magnitud de medición que puede detectarse en una salida del elemento sensor de píxel 134a. Adicionalmente, el dispositivo puede comprender al menos un seguidor de tensión 134, una primera 254a y una segunda 254b capacitancia de muestreo, un primer 252a y un segundo 252b interruptor que conectan la primera o la segunda capacitancia de muestreo en paralelo con la salida del elemento sensor de píxel capacitivo 134a a través del al menos un seguidor de tensión. Asimismo, un dispositivo según la invención también puede presentar un dispositivo de control 580 configurado para controlar un primer 252a y un segundo 252b interruptor de modo que el primer interruptor esté cerrado en una primera ventana temporal 314 y el segundo interruptor esté cerrado en una segunda ventana temporal 316, solapándose temporalmente la primera ventana temporal y la segunda ventana temporal de manera que, al final de la primera y la segunda ventana temporal, en las capacitancias de muestreo se presenten diferentes señales de tensión que describen el proceso de carga y descarga del elemento sensor de píxel capacitivo. Además, el dispositivo puede presentar un dispositivo de valoración 470 que comprende un amplificador 280, por ejemplo, un amplificador operacional, estando conectada la salida 280a del amplificador a la entrada 280b del amplificador a través de un interruptor de reinicio 282. Asimismo, el dispositivo de valoración puede comprender una tercera 274a y una cuarta 274b capacitancia de muestreo acopladas eléctricamente en paralelo a la primera 254a y la segunda 254b capacitancia de muestreo a través de un tercer 572a y un cuarto 572b interruptor y acopladas a la entrada 280b del amplificador. El dispositivo de valoración 470 puede presentar además una primera 284a y una segunda 284b capacitancia de retroalimentación conectadas en paralelo que pueden conectarse a la entrada del amplificador y, a través de un interruptor de tensión de referencia 290a, 290b en cada caso, a un potencia del referencia 275 y, a través de un primer 288a y un segundo 288b interruptor amplificador, a la salida 280a del amplificador. Con ello, en el presente ejemplo de realización, el dispositivo de control 580 puede estar configurado para controlar el primer, segundo, tercer y cuarto interruptor así como el interruptor de reinicio, el interruptor de tensión de referencia y los interruptores amplificadores de modo que el dispositivo de valoración calcule dos señales de tensión diferenciales en cuatro fases sucesivas. Por tanto, las señales de tensión diferenciales se calculan por sustracción. Un distanciómetro puede presentar dos capacitancias

50

55

de retroalimentación conectadas en paralelo por píxel y, de este modo, puede presentar el doble de la cantidad de capacitancias de retroalimentación que la disposición de píxeles del distanciómetro presenta como filas.

[0112] También es posible que un sistema de muestreo doble comprenda una pluralidad de dispositivos que presentan, tal como se ha descrito anteriormente, un elemento sensor de píxel capacitivo, al menos un seguidor de tensión, una primera y una segunda capacitancia de muestreo con un primer y un segundo interruptor y un dispositivo de control. Esta pluralidad de dispositivos puede disponerse en filas y columnas de una matriz, estando asociado un dispositivo de valoración 470 con cada fila o cada columna de la matriz, el cual puede controlarse con la ayuda de un dispositivo de control y puede acoplarse eléctricamente, a través de una línea de lectura, con las señales de tensión en las capacitancias de muestreo que describen el proceso de carga o descarga de los elementos sensores de píxel capacitivos.

[0113] En un ejemplo de realización, un distanciómetro óptico según la invención comprende una estructura de fotodiodos que presenta una capacitancia de fotodiodo para acumular portadores de carga en respuesta a radiación electromagnética, dos capacitancias de lectura, un dispositivo de reinicio para reiniciar las capacitancias de lectura aplicando una tensión predeterminada a las capacitancias de lectura, un dispositivo de conmutación para conectar la estructura de fotodiodos a las capacitancias de lectura para transferir los portadores de carga acumulados durante dos periodos de detección que se solapan durante una fase de transferencia determinada por la apertura de los obturadores 252a o 252b a las capacitancias de lectura, y para separar la estructura de fotodiodos de las capacitancias de lectura tras las fases de acumulación o tras sus correspondientes periodos de detección solapados en el periodo de pulsos de radiación y en el periodo oscuro, y un dispositivo de lectura o valoración para leer las capacitancias de lectura, estando configurado el dispositivo de lectura para leer la capacitancia de lectura una primera vez durante la fase de acumulación en el periodo de pulsos de radiación y, por segunda vez, durante una fase de acumulación en el periodo oscuro para obtener un primer y un segundo valor de lectura a partir del primer y el segundo periodo de detección que se solapan, y para combinar los valores para obtener dos resultados de lectura.

[0114] La presente invención puede permitir la reducción del ruido si las capacitancias de lectura se asocian con una estructura de fotodiodos con una capacitancia de fotodiodo separada de la estructura de fotodiodos mediante un dispositivo de conmutación y si se prevé un dispositivo de lectura o valoración que, para obtener resultados de lectura, no lee un valor de lectura de las capacitancias de lectura solo tras la fase de acumulación en el periodo de pulsos de radiación sino también una vez tras la fase de acumulación en el periodo oscuro para combinar los dos valores de lectura de modo que, por ejemplo, pueda calcularse la diferencia de modo que el ruido de reinicio que pueda producirse al reiniciar las capacitancias de lectura pueda reducirse o eliminarse de los resultados de lectura.

[0115] Según un ejemplo de realización de la presente invención, la estructura de fotodiodos puede estar formada por un fotodiodo fijado (pinned) cuya región de carga espacial puede estar empobrecida, lo cual tiene, en particular, la ventaja de que, en un fotodiodo fijado, la transición p-n fotosensible no está cubierta por un electrodo metálico y cercana a la superficie, por lo que un fotodiodo fijado presenta una mayor sensibilidad.

[0116] Según otro ejemplo de realización de la presente invención, una primera lectura de los dos primeros valores de lectura tiene lugar en un periodo de pulsos de radiación inmediatamente después del reinicio de las capacitancias de lectura, teniendo lugar la segunda lectura tras la finalización de la fase de acumulación o en una fase de transferencia subsiguiente en el periodo oscuro. Para ello, el estado de tensión de una capacitancia de lectura puede leerse en cualquier momento, de modo que el estado de la capacitancia de lectura en el proceso de lectura no cambie. Adicionalmente, los estados de tensión leídos de las capacitancias de muestreo o lectura pueden almacenarse temporalmente de forma analógica o también digitalizada. Con ello, la porción de ruido de reinicio en el resultado de lectura final se corrige dado que los valores de lectura almacenados temporalmente se sustraen unos de otros al final de un ciclo de lectura completo, de manera que se elimina, o al menos se reduce, la contribución del ruido de reinicio del resultado de lectura final.

[0117] En otro ejemplo de realización de la presente invención, se posibilita la captura de una secuencia de varios pulsos de luz seguidos sin tener que activar un evento de reinicio de la capacitancia de lectura tras cada pulso de luz. Para ello, al comienzo de la acumulación de carga de una primera fase de acumulación en el periodo de pulsos de radiación, tras lo cual, inmediatamente, se lee por primera vez y almacena el estado de las capacitancias de lectura. Tras finalizar la primera fase de acumulación de carga, la carga acumulada se transfiere desde el fotodiodo a las capacitancias de lectura. Sin tener que reiniciar las capacitancias de lectura, el fotodiodo puede entonces iniciar un nuevo ciclo de acumulación en el periodo oscuro ya que su zona de carga espacial se ha

restaurado por el empobrecimiento debido al reinicio. Al final del primer ciclo de acumulación, tiene lugar nuevamente una transferencia de las cargas fotoeléctricas a la capacitancia de lectura. En principio, este procedimiento puede repetirse tan a menudo como se desee, debiendo tenerse en cuenta que la capacitancia de muestreo o lectura precargada se descarga adicionalmente con cada transferencia de carga las cargas acumuladas en el fotodiodo, de modo que el número máximo de fases de acumulación que van a captarse resulta del tamaño de la capacitancia de lectura y el potencial de reinicio. Esto se denomina «*Full Well Capacity*» (capacidad de pozo lleno). Al final de la última fase de acumulación, el estado de tensión de la capacitancia de lectura se lee una segunda vez y también se almacena temporalmente, obteniéndose el resultado de lectura final del cálculo de la diferencia entre el segundo resultado de lectura y el primer resultado de lectura y estando nuevamente libre de la porción de ruido. Un distanciómetro óptico operado de esta manera contribuye a una mejora significativa de la relación señal a ruido y puede implementarse con una estructura CMOS estándar. Se posibilitan varias fases de acumulación sucesivas sin tener que activar un evento de reinicio o reinicio de pixel tras cada fase de acumulación individual, lo cual deterioraría nuevamente la relación señal a ruido debido a la aportación inevitable de ruido.

15 **[0118]** En un ejemplo de realización, el elemento sensor de píxel puede presentar un fotodiodo fijado (pinned). Este puede operar del siguiente modo. Antes de una medición de distancia, se empobrece un pozo n del fotodiodo fijado de modo que en la transición p-n se presenta un denominado «Pin Potential» $U_{\text{fotod}} = U_{\text{pin}}$ a través de la capacitancia de capa de barrera. Para ello, primero se ajustan las capacitancias de muestreo o lectura al potencial de la tensión de alimentación o reinicio V_{reinicio} por medio de una señal de reinicio. Después, se realiza el verdadero empobrecimiento del pozo n del fotodiodo fijado mediante el cierre del interruptor 252a, 252b, con lo que las cargas aún almacenadas en la capacitancia del fotodiodo 132 se dirigen a las capacitancias de lectura. Con el flanco descendiente de una señal para cerrar el obturador 252a comienza una fase de la acumulación de carga en la que los portadores de carga generados fotoeléctricamente se acumulan en la zona de carga espacial del fotodiodo fijado y el potencial en la capacitancia del fotodiodo desciende desde el potencial inicial U_{pin} proporcionalmente a la cantidad de luz detectada. Tras abrir los interruptores 252a, 252b, es decir, una vez finalizada la integración, tensiones proporcionales a los portadores de carga generados fotoeléctricamente se aplican a las capacitancias de lectura.

30 **[0119]** Cabe indicar que, dependiendo de las circunstancias, el procedimiento según la invención también puede implementarse en software. La implementación también puede realizarse en un medio de memoria digital, en particular, un disquete, un CD o un DVD con señales de almacenamiento que pueden leerse electrónicamente y pueden cooperar con un sistema informático programable y/o un microcontrolador de modo que se realice el procedimiento correspondiente.

35 **[0120]** Por tanto, en general, la invención también consiste en un producto de programa informático con código de programa para implementar el procedimiento según la invención almacenado en un soporte legible por máquina cuando el programa informático se ejecuta en un ordenador y/o un microcontrolador y/o un procesador digital de señales DSP (*digital signal processing*). Expresado de otra manera, la invención puede realizarse como un programa informático que presenta un código de programa para realizar el procedimiento cuando el programa informático se ejecuta en un ordenador y/o un microcontrolador.

45 **[0121]** En general, los procedimientos o dispositivos mostrados en la presente invención también pueden aplicarse en campos de aplicación no incluidos en la medición tridimensional de distancias o la captura de imágenes tridimensionales.

50 **[0122]** El principio de detección presentado en ejemplos de realización no utiliza una captura convencional en serie de valores de medición tridimensional sino un procedimiento paralelo que presenta ciertas ventajas, tal como se ha descrito anteriormente. Por ejemplo, la energía láser necesaria para la medición puede reducirse a la mitad y la velocidad de las mediciones y la resolución de los objetos pueden incrementarse dado que no tiene que observarse un tiempo de recuperación del láser o un tiempo de recuperación para una fuente de radiación pulsada que, dependiendo de la potencia emitida, puede ser de varios milisegundos. Esto abre nuevos campos de aplicación para la tecnología de sensores de medición de distancias tridimensionales y la captura de imágenes con luz pulsada en general. Por ejemplo, para cámaras de alta velocidad que operan según el procedimiento descrito en el presente documento, es posible seguir la trayectoria de objetos en vuelo a alta velocidad tales como, por ejemplo, cohetes o proyectiles. Asimismo, se posibilita que las cámaras de distancia incorporadas en vehículos sean fundamentalmente más robustas y, con ello, estén en mejores condiciones de mantener de forma segura la distancia respecto a otro vehículo o, por ejemplo, a un peatón. Los sistemas de medición 3D existentes que operan, por ejemplo, con luz láser en el rango espectral de 900 nanómetros necesitarían una energía de pulso mucho mayor dado que se necesitan dos pulsos en cada caso para calcular de forma fiable la distancia. De forma alternativa, también es posible que,

manteniendo la energía láser utilizada del procedimiento estándar, pueda incrementarse la potencia láser asociada con la amplitud del periodo de integración. Esto incrementa la relación señal a ruido entre el láser y la luz de fondo y, con ello, la resolución de medición. Expresado de otra manera, puede aumentarse la potencia del pulso láser y, con ello, mejorarse la resolución de medición, a la vez que puede mantenerse la energía láser global utilizada para la

5 medición. En comparación con las aplicaciones convencionales existentes, la mejora en la relación señal a ruido viene dada aproximadamente por la relación de las energías del láser. En un proceso de producción CMOS estándar de 0,35 micrómetros, matrices o disposiciones tridimensionales que tienen aproximadamente 2.000 píxeles pueden integrarse, por ejemplo, con una longitud de flanco de 100 a 200 micrómetros.

10 **[0123]** Según otro aspecto de la presente invención, el procedimiento o el dispositivo descritos también pueden utilizarse en sensores de imágenes CMOS bidimensionales. El procedimiento de obturador doble, tal como se ha descrito anteriormente, posibilita aplicaciones de imágenes diferenciales en el rango bidimensional que operan con iluminación pulsada activa.

15 **[0124]** En imágenes 3D, la corrección de la reflectancia puede realizarse a un nivel de sistema por medio de procedimientos de obturador doble, con lo que se realiza una diferenciación entre los cálculos de corrección «en chip», es decir, en el sensor de imagen, y «fuera de chip», es decir, fuera del sensor de imagen (software, firmware). Este procedimiento también puede transferirse al procedimiento de obturador doble según se ha mostrado en la presente invención. Con ello, es posible, además de la simple corrección sustractiva de luz de fondo, realizar

20 también la corrección de reflectancia o bien cerca del hardware en el chip sensor y/o en un sistema que comprende el chip sensor, en un programa informático o software.

[0125] En ejemplos de realización, la digitalización de las señales de tensión detectadas puede tener lugar directamente tras el circuito de muestreo y retención 550 y una sustracción y/o división subsiguiente de estos valores

25 digitales también se realiza «en chip». Por tanto, estos valores de tensión digitalizados pueden sustraerse y/o dividirse externamente, por ejemplo, en el sistema de cámaras o en un ordenador, para realizar el cálculo de la distancia. Por tanto, la sustracción de los valores de tensión detectados por el circuito de muestreo y retención puede realizarse, en otros ejemplos de realización, de diferente manera a la de la etapa CDS, a saber, por ejemplo, de forma digital «en chip» o externamente.

30 **[0126]** En otro ejemplo de realización, los valores de tensión diferenciales a la salida del dispositivo de valoración 470 o la etapa CDS pueden digitalizarse «en chip» y, en correspondencia, puede realizarse una división «en chip» tras la etapa CDS para calcular el valor de distancia. La división de estos valores digitales también puede realizarse nuevamente de forma externa, por ejemplo, en un sistema de cámaras o en un ordenador.

35 **[0127]** En ejemplos de realización, el pulso de radiación puede tener un punto inicial variable en relación con las ventanas de integración, es decir, un desfase temporal variable. Por tanto, las ventanas de integración o periodos de detección pueden comenzar con un desfase temporal conocido ajustable o sincronizadas en fase entre sí.

40 **[0128]** Entre las señales de obturador para abrir y cerrar las ventanas temporales para detectar las señales de tensión y la señal para comenzar el pulso de radiación, puede insertarse funcionalmente, por ejemplo, una línea de retardo (*delay line*) para permitir un inicio sincronizado en fase y variable en función del tiempo y, por tanto, variable en función de la distancia de las ventanas temporales y el pulso de radiación. Si, por ejemplo, un objeto está alejado, un elemento de retardo que tiene una duración definida ajustable puede compensar este tiempo de

45 recorrido correspondiente hasta el comienzo de la ventana temporal. Los periodos de detección para detectar las cantidades de radiación, es decir, las ventanas de integración, pueden tener un tiempo de integración variable que, por ejemplo, puede regularse y controlarse por un dispositivo de control y, por tanto, son conocidos.

[0129] Como se ha mostrado en ejemplos de realización, los valores de tensión detectados y almacenados

50 temporalmente por el circuito de muestreo y retención pueden sustraerse en serie en la etapa CDS, o, si la etapa CDS comprende un segundo amplificador operacional, también pueden procesarse totalmente en paralelo. Como se ha mostrado en ejemplos de realización, la etapa CDS también puede presentar, por ejemplo, solo un amplificador operacional y las correspondientes capacitancias de muestreo 274 y capacitancias de retroalimentación 284 pueden estar aún implementadas en paralelo. Esto posibilita el almacenamiento temporal de los valores de tensión

55 detectados en periodos de detección solapados en la etapa CDS para la sustracción de los valores de tensión detectados realizada en la etapa CDS.

[0130] En ejemplos de realización de la presente invención, un dispositivo de valoración o una etapa CDS 470 puede estar asociada a una fila o columna de una disposición de píxeles de un sensor 420, o bien cada píxel

presenta una etapa CDS asociada.

[0131] Cabe indicar que los amplificadores separadores 134 y 264 de los ejemplos de realización también pueden ser amplificadores con un efecto de almacenamiento intermedio que tiene una amplificación mayor de 1. Por tanto, los amplificadores separadores 134 y 264 no tienen que estar configurados necesariamente como seguidores de tensión o seguidores de fuente. Para una relación señal a ruido mejorada puede resultar ventajoso, por ejemplo, amplificar la señal de tensión del elemento de píxel 125a tan pronto como sea posible en la trayectoria de la señal. Esto puede conseguirse utilizando un amplificador separador como almacenamiento intermedio 134 que permita una amplificación mayor de 1 y un almacenamiento intermedio correspondiente de la tensión en el fotodiodo. El almacenamiento intermedio 134 y 264 puede ser, por ejemplo, un amplificador operacional que tiene una amplificación mayor de 1 y un efecto de almacenamiento intermedio apropiado.

[0132] En comparación con los procedimientos convencionales, los procedimientos descritos en los ejemplos de realización pueden alcanzar una correlación significativamente mayor de las mediciones de distancia y reflectancia por acumulación múltiple. Gracias a ello, por ejemplo, pueden detectarse mejor objetos en rápido movimiento y puede conseguirse un «desenfoque» reducido del objeto.

[0133] En ejemplos de realización de la presente invención, un distanciómetro óptico 400 puede presentar las siguientes características: una fuente de radiación pulsada 110 que está configurada para emitir, en un periodo de pulsos de radiación temporalmente continuo, un pulso de radiación 110a con una duración de pulso t_p menor que el periodo de pulsos de radiación y no emitir ningún pulso de radiación en un periodo oscuro temporalmente continuo. Asimismo, puede presentar un dispositivo de detección 420 para detectar diferentes cantidades de radiación en dos periodos de detección que se solapan en el periodo de pulsos de radiación para captar reflexiones del pulso de radiación en la superficie de un objeto y una radiación de fondo y/o, en dos periodos de detección que se solapan en el periodo oscuro, captar una radiación de fondo, así como un dispositivo de valoración 470 que, basándose en las cantidades de radiación detectadas, calcula una señal que depende de la distancia del distanciómetro óptico 400 respecto a un objeto (105).

[0134] A modo de ejemplo, el distanciómetro óptico puede presentar un dispositivo de detección 420 que está configurado de modo que los dos periodos de detección que se solapan en el periodo de pulsos de radiación comienzan sincronizados en fase con el pulso de radiación 110a de la fuente de radiación pulsada, presentando un primer periodo de detección 314 de los dos periodos de detección en el periodo de pulsos de radiación una primera duración t_{int1} y presentando un segundo periodo de detección 316 de los dos periodos de detección en el periodo de pulsos de radiación una segunda duración t_{int2} que es mayor que una duración de pulso t_p del pulso de radiación 110a, y de modo que los dos periodos de detección que se solapan en el periodo oscuro comienzan antes o después del periodo de pulsos de radiación, presentando un primer periodo de detección 315 de los dos periodos de detección en el periodo oscuro una tercera duración t_{int3} que es diferente de la primera duración t_{int1} y presentando un segundo periodo de detección 317 de los dos periodos de detección en el periodo oscuro una cuarta duración t_{int4} que es diferente de la segunda duración t_{int2} .

[0135] A modo de ejemplo, en ejemplos de realización, la fuente de radiación pulsada 110 puede ser un láser o un diodo LED que emite radiaciones electromagnéticas en el rango espectral ultravioleta (UV), visible (VIS), infrarrojo (IR) o infrarrojo lejano (FIR).

[0136] En ejemplos de realización de la presente invención, el amplificador separador 134 puede estar configurado, por ejemplo, como un seguidor de tensión o como un amplificador operacional para la amplificación.

[0137] En ejemplos de realización, un distanciómetro óptico 400 puede presentar un dispositivo de detección 420 con un fotodiodo PN, un fotodiodo PIN, un fotodiodo fijado, una foto-puerta, un fotodiodo de pozo N, una foto-puerta CCD o un mezclador fotónico que están configurados para detectar las diferentes cantidades de radiación en dos periodos de detección que se solapan.

[0138] El distanciómetro óptico 400 puede presentar, según algunos ejemplos de realización, un dispositivo de valoración en el que la señal «en chip» facilitada puede digitalizarse y puede realizarse «en chip» una división subsiguiente de los valores digitales para calcular la distancia.

[0139] En otros ejemplos de realización del distanciómetro, las diferentes formas de realización antes indicadas pueden estar configuradas de forma independiente o en combinación con otras formas de realización y, en correspondencia, las características de dichas formas de realización pueden estar combinadas entre sí, de forma

adicional o alternativa, en otras formas de realización de la presente invención.

[0140] En otros ejemplos de realización de la presente invención, un dispositivo puede presentar las siguientes características: un elemento sensor de píxel capacitivo 125a que, en función de una magnitud de medición, se somete a un proceso de carga o descarga que puede detectarse en una salida del elemento sensor de píxel 134a. Asimismo, el dispositivo puede presentar al menos un amplificador separador 134 y una primera 254a y una segunda 254b capacitancia de muestreo así como un primer 252a y un segundo 252b interruptor, a través de los cuales pueden conectarse la primera o la segunda capacitancia de muestreo, a través del al menos un amplificador separador, con la salida del elemento sensor de píxel 134a. Además, el dispositivo puede presentar un dispositivo de control 580 que está configurado para controlar el primer y el segundo interruptor de modo que el primer interruptor esté cerrado en una primera ventana temporal 314 y el segundo interruptor esté cerrado en una segunda ventana temporal 316, solapándose temporalmente la primera ventana temporal y la segunda ventana temporal de modo que, al final de la primera y la segunda ventana temporal, se presenten en la primera y la segunda capacitancia de muestreo diferentes señales de tensión que describen el proceso de carga o descarga del elemento sensor de píxel capacitivo 125a.

[0141] En ejemplos de realización, el dispositivo puede estar configurado de modo que las señales de tensión que describen el proceso de carga o descarga del elemento sensor de píxel capacitivo 125a en la primera y la segunda capacitancia de muestreo pueden digitalizarse «en chip» y puede realizarse «en chip» una sustacción y/o una división de las señales de tensión digitalizadas para calcular un valor de distancia a un objeto.

[0142] En ejemplos de realización del dispositivo, la magnitud de medición puede ser una radiación pulsada.

[0143] En ejemplos de realización, el elemento sensor de píxel puede estar configurado como diodo PN, foto-puerta, dispositivo de cargas acopladas (CCD), diodo PIN, foto-puerta CCD, mezclador fotónico, fotodiodo de pozo N o como fotodiodo fijado.

[0144] En otros ejemplos de realización, el elemento sensor de píxel puede estar configurado de modo que el proceso de carga o descarga se efectúa basándose en una radiación que interactúa con el elemento sensor de píxel capacitivo.

[0145] En ejemplos de realización, el dispositivo de control 580 puede estar configurado, por ejemplo, de modo que el primer interruptor para la primera ventana temporal y el segundo interruptor para la segunda ventana temporal se cierran con un desfase temporal conocido regulable respecto al comienzo del proceso de carga o descarga en función de la magnitud de medición, siendo la duración de la primera ventana temporal menor que la duración de la segunda ventana temporal.

[0146] En otros ejemplos de realización del dispositivo, las distintas formas de realización antes mencionadas pueden estar configuradas de forma independiente o en combinación con otras formas de realización y, en correspondencia, las características de dichas formas de realización pueden estar combinadas entre sí, de forma adicional o alternativa, en otras formas de realización de la presente invención.

[0147] En otros ejemplos de realización, se describe además un procedimiento para la medición óptica de distancias con los siguientes pasos: emisión 810 de un pulso de radiación con una fuente de radiación pulsada que está configurada para, en un periodo de pulsos de radiación temporalmente continuo, emitir un pulso de radiación con una duración de pulso t_p que es más corta que el periodo de pulsos de radiación y, en un periodo oscuro temporalmente continuo, no emitir ningún pulso de radiación, y la detección 820 de diferentes cantidades de radiación con un dispositivo de detección que está configurado para, en dos periodos de detección que se solapan en el periodo de pulsos de radiación, captar reflexiones del pulso de radiación en la superficie de un objeto y radiación de fondo y/o, en dos periodos de detección en el periodo oscuro, captar una radiación de fondo. Además, comprende un paso de calcular 830, basándose en las cantidades de radiación detectadas, una señal que depende de la distancia que está midiéndose.

[0148] En ejemplos de realización del procedimiento según la invención, la emisión 810 de un pulso de radiación puede realizarse de modo que se emite una radiación LED o rayo láser pulsado.

[0149] En ejemplos de realización, la emisión 810 del pulso de radiación con una duración de pulso t_p y la detección 820 de las distintas cantidades de radiación en dos periodos de detección que se solapan en el periodo de pulsos de radiación puede comenzar, sincronizada en fase, con la emisión del pulso de radiación, pudiendo

presentar un primer periodo de detección de los dos periodos de detección una duración de pulso t_p y pudiendo presentar un segundo periodo de detección de los dos periodos de detección una duración t_{int2} que es mayor que t_p y/o, en el que la detección de las distintas cantidades de radiación en dos periodos de detección en el periodo oscuro se realiza temporalmente antes o después del periodo de pulsos de radiación.

5

[0150] El cálculo 830 de señales puede realizarse, por ejemplo, con un circuito para el muestreo doble correlacionado, de modo que las señales diferenciales de las radiaciones de luz de fondo y reflexiones detectadas en los dos periodos de detección que se solapan se calculan durante el periodo de pulsos de duración y las radiaciones de luz de fondo detectadas en los dos periodos de detección se calculan durante el periodo oscuro.

10

[0151] En otros ejemplos de realización del procedimiento según la invención, los distintos ejemplos de realización antes indicados pueden estar configurados de forma independiente o en combinación con otros ejemplos de realización y, en correspondencia, las características o pasos de procedimiento de dichas formas de realización pueden estar combinados entre sí, de forma adicional o alternativa, en otras formas de realización de la presente

15

invención.

REIVINDICACIONES

1. Distanciómetro óptico (400) que presenta las siguientes características:
 - 5 una fuente de radiación pulsada (110) configurada para transmitir, en un periodo de pulsos de radiación temporalmente continuo, un pulso de radiación (110a) con una duración de pulso (t_p) menor que el periodo de pulsos de radiación, y para no transmitir pulsos de radiación durante un periodo oscuro temporalmente continuo;

un dispositivo de detección (420) para detectar diferentes cantidades de radiación en dos periodos de detección que se solapan en el periodo de pulsos de radiación para captar reflexiones del pulso de radiación en la superficie de un objeto y una radiación de fondo y/o, en dos periodos de detección que se solapan en el periodo oscuro, captar una radiación de fondo; y

un dispositivo de valoración (470) que, basándose en las cantidades de radiación detectadas, calcula una señal que depende de una distancia del distanciómetro óptico respecto a un objeto (105).
 2. Distanciómetro óptico (400) según la reivindicación 1, en el que el dispositivo de detección (420) está configurado de modo que los dos periodos de detección que se solapan en el periodo de pulsos de radiación comienzan, sincronizados en fase, con el pulso de radiación (110a) de la fuente de radiación pulsada, presentando un primer periodo de detección (314) de los dos periodos de detección en el periodo de pulsos de radiación una primera duración (t_{int1}) y presentando un segundo periodo de detección (316) de los dos periodos de detección en el periodo de pulsos de radiación una segunda duración (t_{int2}) mayor que una duración de pulso (t_p) del pulso de radiación (110a), y de modo que los dos periodos de detección que se solapan en el periodo oscuro comienzan, sincronizados en fase, tras la terminación del periodo de pulsos de radiación, presentando un primer periodo (315) de los dos periodos de detección en el periodo oscuro una tercera duración (t_{int3}) que se corresponde con la primera duración (t_{int1}), y presentando un segundo periodo (317) de los dos periodos de detección en el periodo oscuro una cuarta duración (t_{int4}) que se corresponde con la segunda duración (t_{int2}), o en el que los dos periodos de detección que se solapan en el periodo oscuro comienzan antes o después de la terminación del periodo de pulsos de radiación, presentando un primer periodo (315) de los dos periodos de detección en el periodo oscuro una tercera duración (t_{int3}) que se diferencia de la primera duración (t_{int1}), y presentando un segundo periodo (317) de los dos periodos de detección en el periodo oscuro una cuarta duración (t_{int4}) que se diferencia de la segunda duración (t_{int2}).
 3. Distanciómetro óptico (400) según una de las reivindicaciones 1 a 2, en el que el dispositivo de detección (420) está configurado de modo que los dos periodos de detección que se solapan durante el periodo de pulsos de radiación presentan un desfase temporal variable respecto al pulso de radiación (110a) de la fuente de radiación pulsada.
 4. Distanciómetro óptico (400) según una de las reivindicaciones 1 a 3, en el que el dispositivo de valoración (470) está configurado de modo que la señal calculada es una señal diferencial generada restando las señales almacenadas temporalmente que describen las diferentes cantidades de radiación detectadas durante el periodo de pulsos de radiación en los dos periodos de detección que se solapan, y señales que describen las diferentes cantidades de radiación detectadas durante el periodo oscuro en los dos periodos de detección que se solapan.
 5. Distanciómetro óptico (400) según una de las reivindicaciones 1 a 4, en el que el dispositivo de detección (420) es un elemento sensor de píxel (125a) que proporciona señales a una salida de elemento sensor de píxel en función de las cantidades de radiación detectadas, en el que la salida del elemento sensor de píxel está conectada al circuito de muestreo y retención (550) configurado en paralelo a través de al menos un amplificador separador (134), comprendiendo cada ramal paralelo del circuito de muestreo y retención (550) un interruptor de muestreo (252a, 252b) que conecta la salida (134a) del al menos un amplificador separador (134) con una capacitancia de muestreo (254a, 254b) y un interruptor de transferencia (560a, 560b), pudiendo conectarse, por medio del interruptor de transferencia, cada ramal paralelo del circuito de muestreo y retención (550) con el dispositivo de valoración (470), y estando configurado el interruptor de muestreo (252a, 252b) en cada ramal paralelo de modo que esté cerrado en dos periodos de detección que se solapan (314, 316) de manera que, tras finalizar los periodos de detección que se solapan, en cada capacitancia de muestreo (254a, 254b) del ramal paralelo se almacena temporalmente una señal diferente de la salida del elemento sensor de píxel.
 6. Distanciómetro óptico (400) según una de las reivindicaciones 1 a 4, en el que el dispositivo de detección (420) es un elemento sensor de píxel (125a) que proporciona señales a una salida del elemento sensor de

- 5 píxel en función de las cantidades de radiación detectadas, estando conectada la salida del elemento sensor de píxel a un interruptor de selección (252) del circuito de muestreo y retención (550) a través de al menos un amplificador separador (134), comprendiendo el circuito de muestreo y retención al menos dos capacitancias de muestreo (254a,b) que pueden acoplarse a la entrada y la salida del circuito de muestreo y retención (550) a través de un interruptor de muestreo (80a, 80b) en cada caso, estando configurado el interruptor de muestreo (80a, 80b) de modo que está cerrado en dos periodos de detección temporalmente diferentes de manera que, tras la finalización de los periodos de detección, una señal diferente de la salida del elemento sensor de píxel se almacena temporalmente en cada una de las al menos dos capacitancias de muestreo (254a,b).
- 10 7. Distanciómetro óptico (400) según una de las reivindicaciones 1 a 6, en el que el dispositivo de valoración (470) comprende un circuito para el muestreo doble correlacionado que presenta las siguientes características:
- 15 un amplificador (280), en el que la salida (280a) del amplificador puede conectarse a una entrada (280b) del amplificador (280) a través de un interruptor de reinicio (282);
- una capacitancia de muestreo (274) que puede conectarse a una entrada del dispositivo de valoración (470) y a una entrada (280b) del amplificador (280) a través de un interruptor de muestreo (572);
- 20 una primera (284a) y una segunda (284b) capacitancia de retroalimentación conectadas en paralelo que pueden conectarse cada una a la entrada del amplificador (280b) y a un potencial de referencia (275) a través de un interruptor de tensión de referencia (290), y a la salida (280a) del amplificador (280) a través de un primer (288a) y un segundo (288b) interruptor amplificador;
- 25 un dispositivo de control (580) configurado para conmutar el interruptor de reinicio (282), el interruptor de muestreo (572), el interruptor de tensión de referencia (290) y el primer y el segundo interruptor amplificador (288a, 288b) de modo que las señales aplicadas a la entrada del dispositivo de valoración se resten unas de otras en una secuencia en serie y se proporcionen las señales diferenciales correspondientes a la salida (280a).
- 30 8. Distanciómetro óptico (400), según una de las reivindicaciones precedentes, que presenta una pluralidad de dispositivos de detección (420) para detectar diferentes cantidades de radiación y un dispositivo de control (580) para controlar una agrupación de píxeles, pudiendo estar asociada cada agrupación de píxeles o cada píxel a un dispositivo de valoración (470) que puede conectarse, a través de una línea de lectura (568), al dispositivo de detección (420) de modo que el dispositivo de valoración (470) determine, basándose en la cantidad de radiación detectada con los dispositivos de detección, señales que dependen de la distancia del distanciómetro óptico (400) respecto a un objeto (105), y en el que las señales se proporcionan a una agrupación de píxeles o píxel a píxel para su procesamiento ulterior.
- 35
9. Dispositivo que comprende las siguientes características:
- 40 un elemento sensor de píxel capacitivo (125a) sometido a un proceso de carga o descarga en función de una magnitud de medición que puede detectarse en una salida del elemento sensor de píxel (134a);
- al menos un amplificador separador (134);
- 45 una primera (254a) y una segunda (254b) capacitancia de muestreo;
- un primer (252a) y un segundo (252b) interruptor, a través de los cuales puede conectarse la primera o la segunda capacitancia de muestreo a la salida del elemento sensor de píxel (134a) a través del al menos un amplificador separador;
- 50 un dispositivo de control (580) que está configurado para controlar el primer y el segundo interruptor de modo que el primer interruptor esté cerrado en una primera ventana temporal (314) y el segundo interruptor esté cerrado en una segunda ventana temporal (316), solapándose temporalmente la primera ventana temporal y la segunda ventana temporal de modo que, al final de la primera y la segunda ventana temporal, diferentes señales de tensión que describen el proceso de carga o descarga del elemento sensor de píxel capacitivo (125a) se aplican a la primera y la segunda capacitancia de muestreo.
- 55
10. Dispositivo según la reivindicación 9, en el que la primera ventana temporal está cerrada durante un

periodo de interacción de la magnitud de medición, en función del cual el elemento sensor de píxel capacitivo realiza el proceso de carga o descarga.

- 5 11. Dispositivo según una de las reivindicaciones 9 a 10, que presenta además un dispositivo de valoración (470) que calcula una señal de tensión diferencial basándose en las señales de tensión aplicadas sucesivamente a la primera y la segunda capacitancia de muestreo.
- 10 12. Dispositivo según la reivindicación 11, en el que el dispositivo de valoración (470) presenta las siguientes características:
- un amplificador (280), en el que la salida (280a) del amplificador puede conectarse a una entrada (280b) a través de un interruptor de reinicio (282);
- 15 una capacitancia de muestreo (274b) que puede acoplarse eléctricamente a la primera (254a) y la segunda (254b) capacitancia de muestreo a través de un interruptor (572b) y puede conectarse a la entrada (280b) del amplificador (280);
- 20 una primera (284a) y una segunda (284b) capacitancia de retroalimentación conectadas en paralelo que pueden acoplarse a la entrada del amplificador (280b) y pueden conectarse a un potencial de referencia (275) a través de un interruptor de tensión de referencia (290) y a la salida (280a) del amplificador (280) a través de un primer (288a) y un segundo (288b) interruptor de amplificador;
- 25 y en el que el dispositivo de control (580) está configurado para controlar el dispositivo de valoración de modo que señales de tensión diferenciales de las señales de tensión aplicadas a la entrada estén disponibles en la salida del dispositivo de valoración en fases temporales sucesivas.
13. Sistema de muestreo doble que presenta una pluralidad de dispositivos según una de las reivindicaciones 9 a 12, en el que los dispositivos están dispuestos en agrupaciones, en el que a cada agrupación o cada dispositivo individual está asociado un dispositivo de valoración (470) que puede acoplarse, con la ayuda de un dispositivo de control para controlar las agrupaciones o los distintos dispositivos a través de un interruptor de selección (255) y una línea de lectura (568), a las señales de tensión de las capacitancias de muestreo (254a, 254b) que describen el proceso de carga o descarga del elemento sensor de píxel capacitivo.
- 30 35 14. Procedimiento para la medición óptica de distancias con los siguientes pasos:
- emitir (810) un pulso de radiación con una fuente de radiación pulsada configurada para transmitir, en un periodo de pulsos de radiación temporalmente continuo, un pulso de radiación con una duración de pulso t_p menor que el periodo de pulsos de radiación, y no transmitir ningún pulso de radiación en un periodo oscuro temporalmente continuo;
- 40 detectar (820) diferentes cantidades de radiación con un dispositivo de detección que está configurado para captar reflexiones del pulso de radiación en la superficie de un objeto y radiación de fondo en dos periodos de detección que se solapan en el periodo de pulsos de radiación y/o captar radiación de fondo en dos periodos de detección que se solapan en el periodo oscuro; y
- 45 determinar (830) una señal dependiente de la distancia que ha de medirse basándose en las cantidades de radiación detectadas.
- 50 15. Procedimiento según la reivindicación 14, en el que la detección (820) de diferentes cantidades de radiación con un dispositivo de detección se lleva a cabo de modo que dos valores de tensión o cantidades de carga dependientes de la cantidad de radiación y detectados en los dos periodos de detección que se solapan se almacenan temporalmente en el dispositivo de detección y, basándose en las cantidades de carga o valores de tensión almacenados temporalmente, se calculan señales dependientes de una distancia a un objeto que está midiéndose.
- 55 16. Procedimiento según una de las reivindicaciones 14 a 15, en el que la detección (820) se realiza de modo que se detecta la radiación de fondo en dos periodos de detección en un periodo oscuro de forma simultánea

para todos los dispositivos de detección de un sensor antes del periodo de pulsos de radiación.

17. Procedimiento según la reivindicación 16, en el que la radiación de fondo se extrapola basándose en la radiación de fondo detectada en los dos periodos de detección en el periodo oscuro, y se calcula una distancia al objeto que ha de medirse basándose en los valores de la extrapolación.

18. Procedimiento de muestreo múltiple que presenta los siguientes pasos:

10 acoplar eléctricamente una primera capacitancia de muestreo a una salida de un elemento sensor de píxel capacitivo a través de un amplificador separador durante una primera ventana temporal que tiene una primera duración, y

15 acoplar eléctricamente una segunda capacitancia de muestreo a la salida del elemento sensor de píxel capacitivo a través de un amplificador separador durante una segunda ventana temporal que tiene una segunda duración, solapándose la primera y la segunda ventana temporal de modo que, al final de la primera y la segunda ventana temporal, señales de tensión diferentes que describen un proceso de carga o descarga del elemento sensor de píxel capacitivo se aplican a la primera y la segunda capacitancia de muestreo.

19. Procedimiento de muestreo múltiple según la reivindicación 18, que comprende adicionalmente un paso de calcular la diferencia de la señal de tensión aplicada a la primera capacitancia de muestreo al final de una primera ventana temporal que tiene una primera duración y la señal de tensión que se presenta en la primera capacitancia de muestreo al final de una tercera ventana temporal que tiene una primera duración, y calcular una diferencia entre una señal de tensión que se presenta en la segunda capacitancia de muestreo al final de una segunda ventana temporal que tiene una segunda duración y la señal de tensión que se presenta en la segunda capacitancia de muestreo al final de una cuarta ventana temporal que tiene una segunda duración, solapándose temporalmente la primera y la segunda ventana temporal así como la tercera y cuarta ventana temporal.

20. Programa informático que tiene un código de programa para implementar un procedimiento según una de las reivindicaciones 14 a 17, en el que el código de programa se ejecuta en un ordenador, un microcontrolador o un procesador digital de señales.

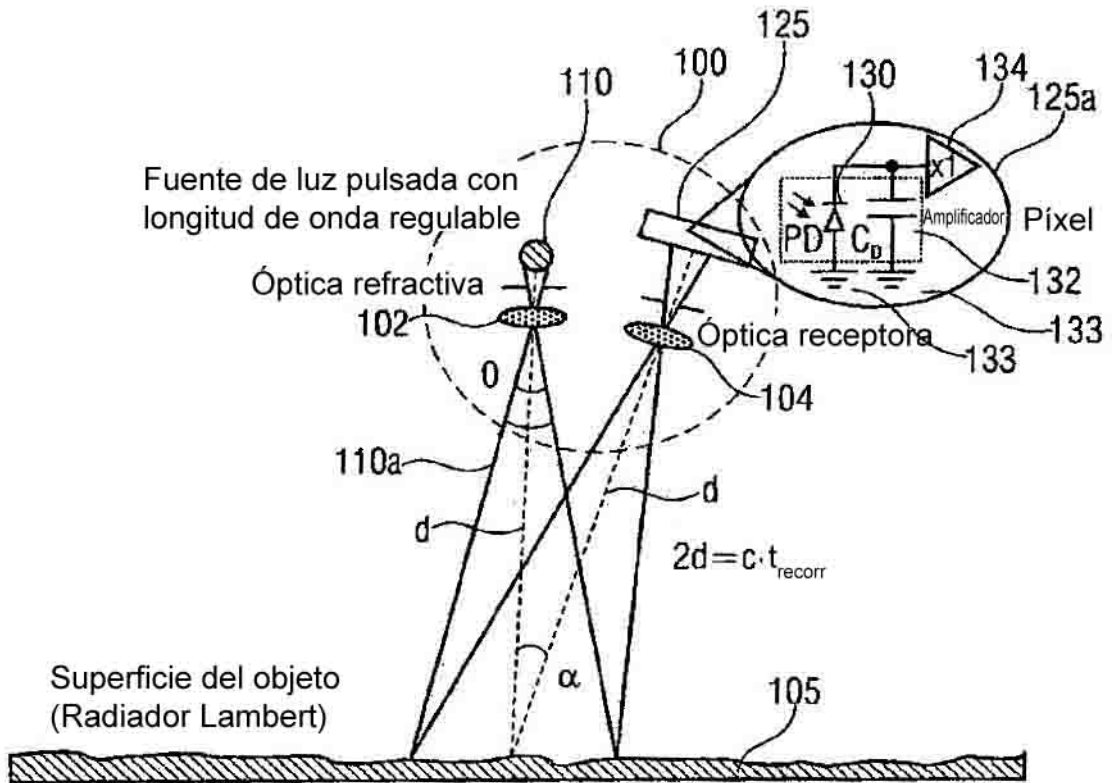


FIG 1
(ESTADO DE LA TÉCNICA)

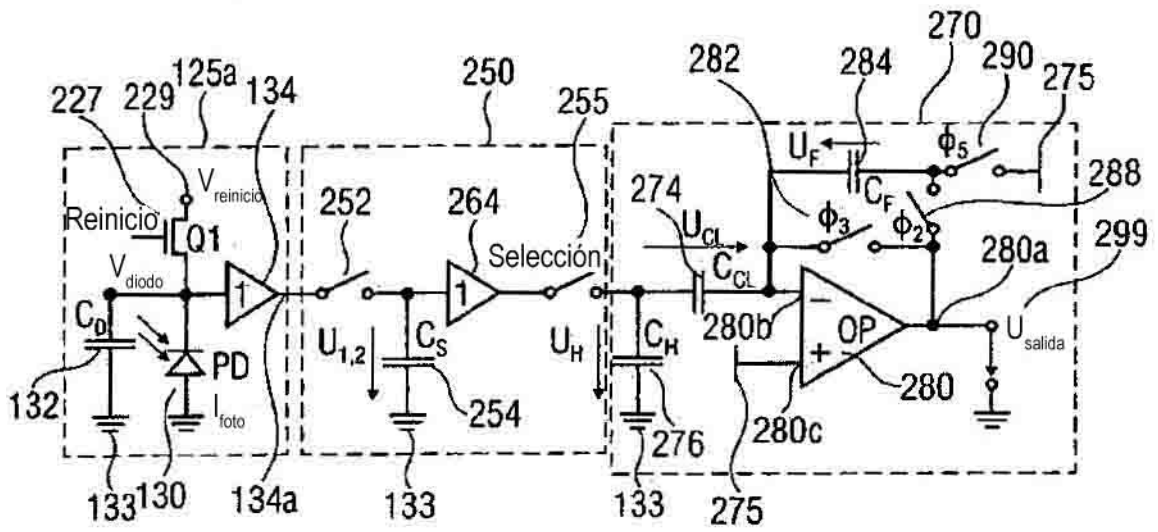


FIG 2
(ESTADO DE LA TÉCNICA)

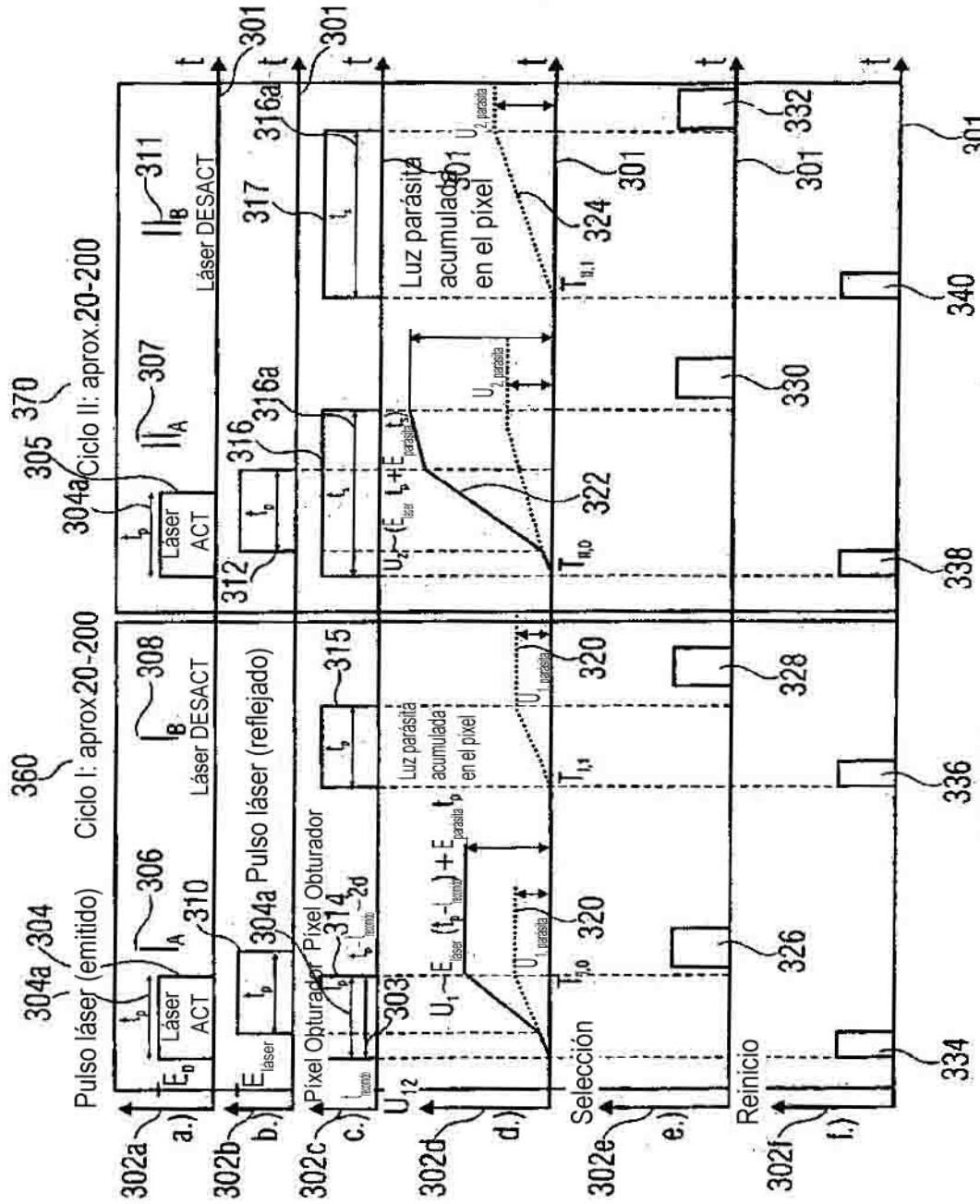


FIG 3A (ESTADO DE LA TÉCNICA)

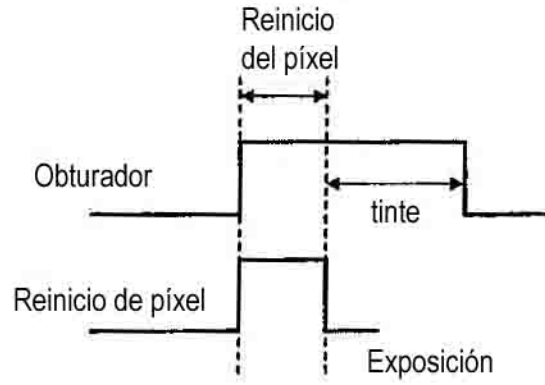


FIG 3B
(ESTADO DE LA TÉCNICA)

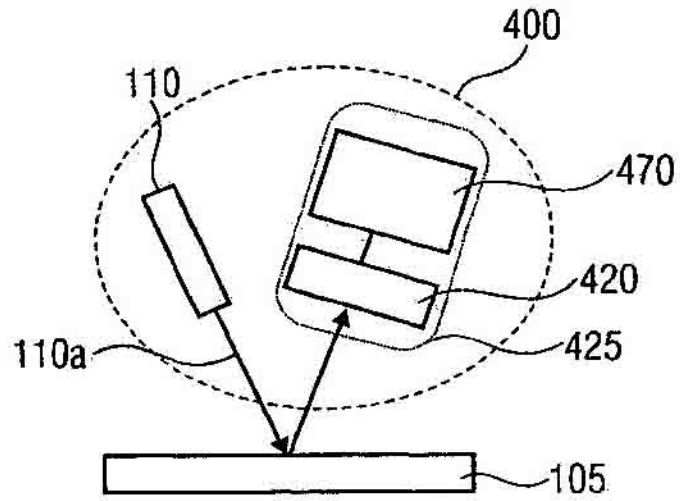


FIG 4

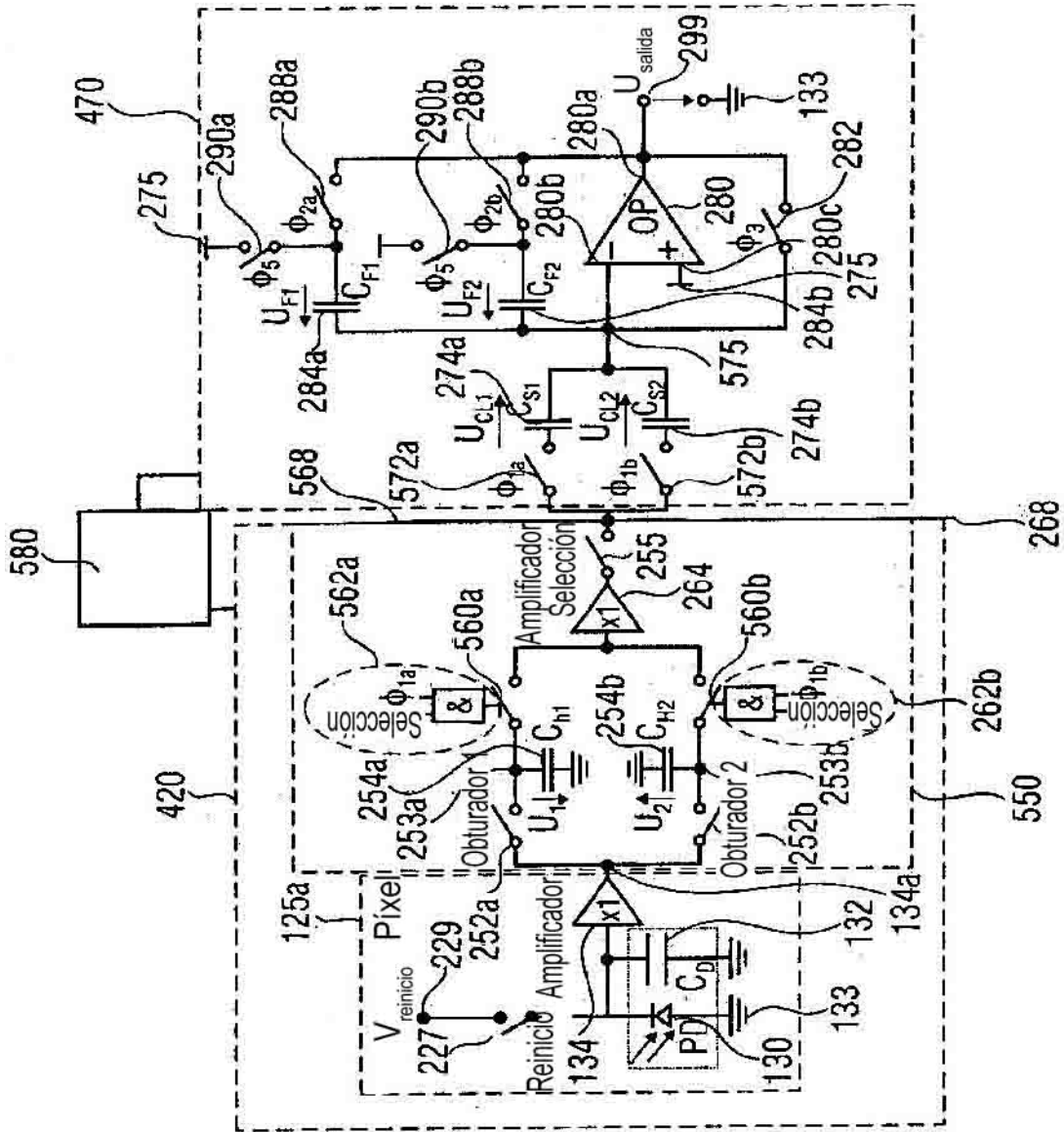


FIG 5

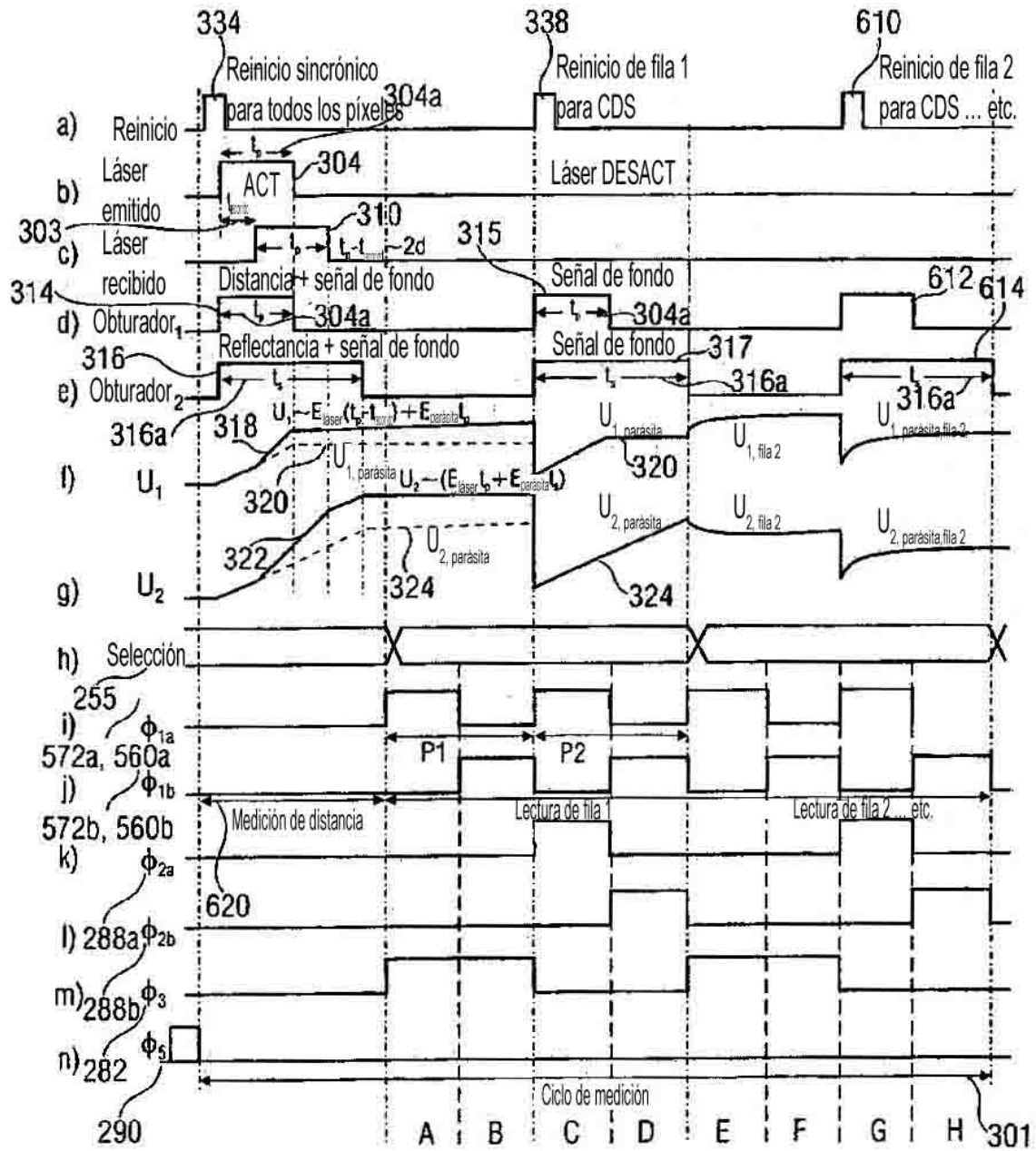
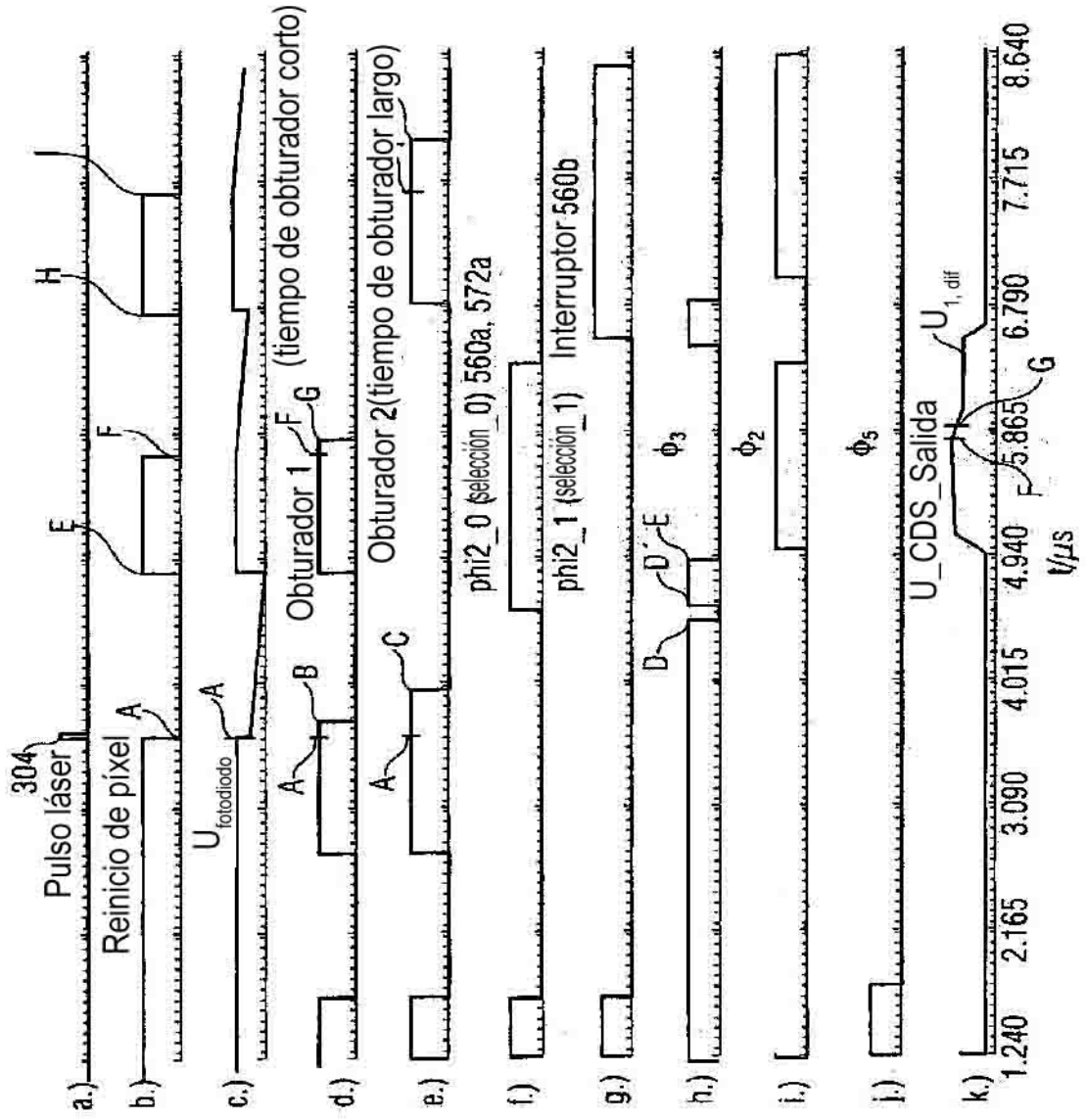


FIG 6

FIG 7



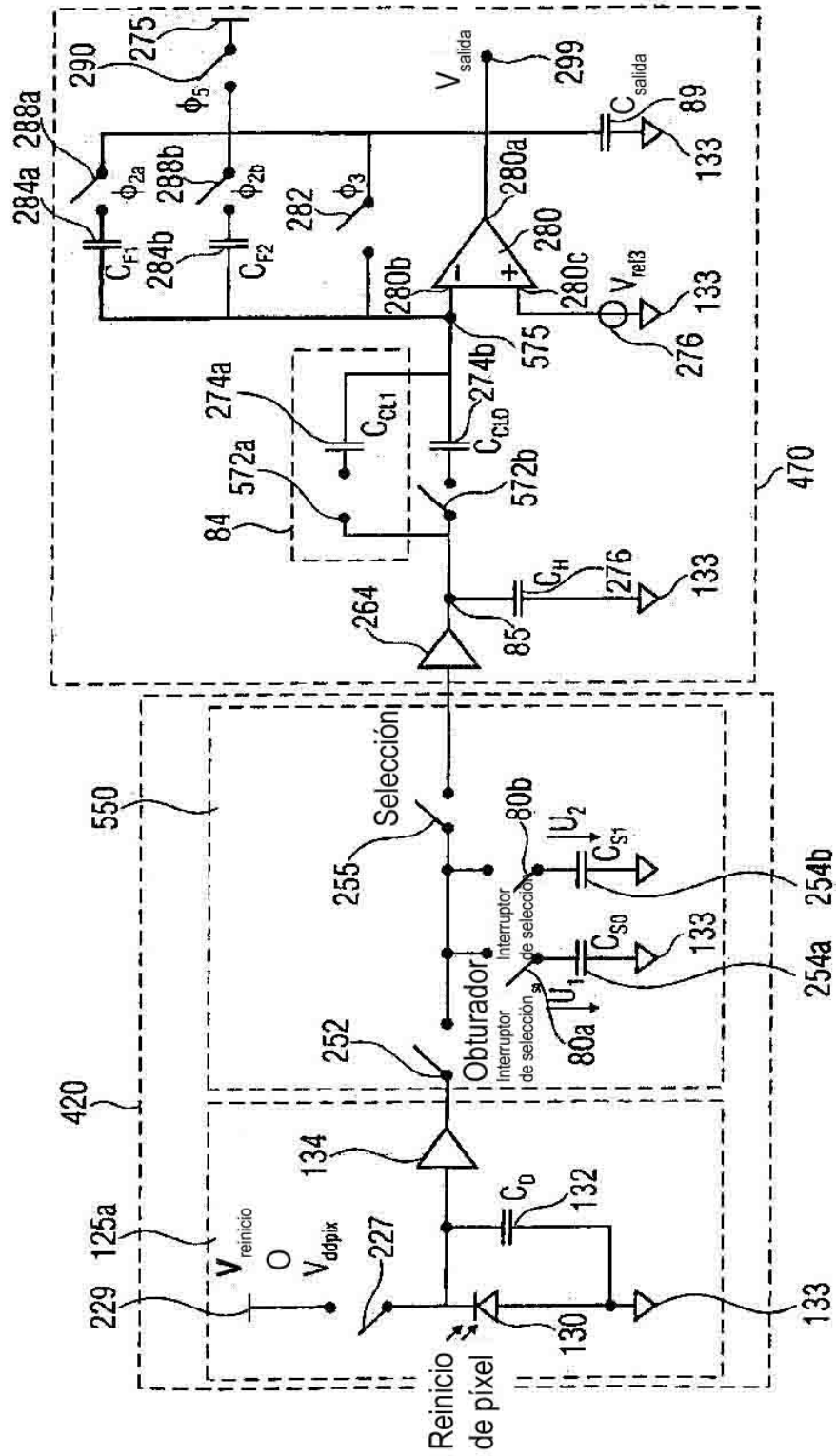


FIG 8

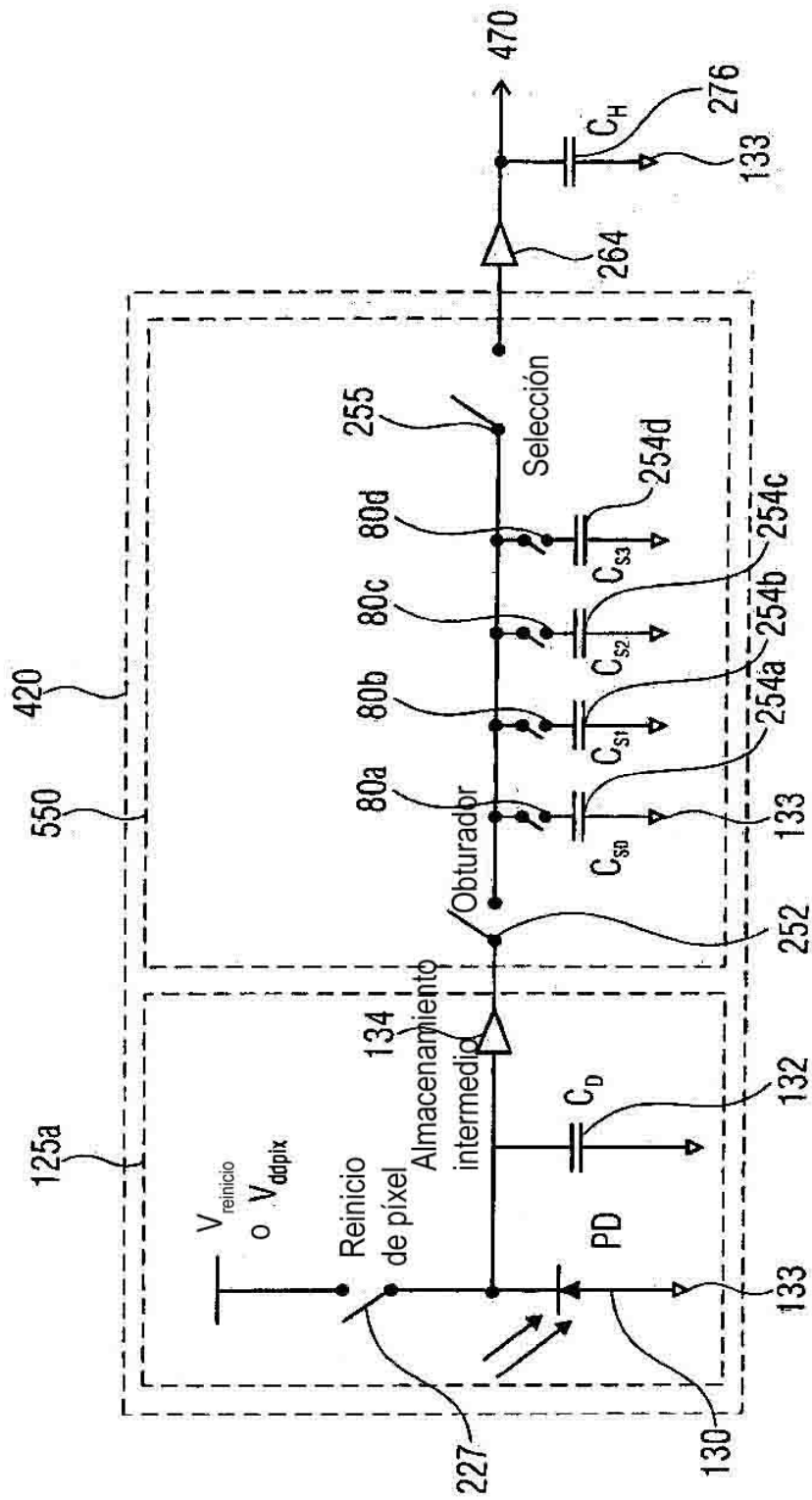


FIG 9

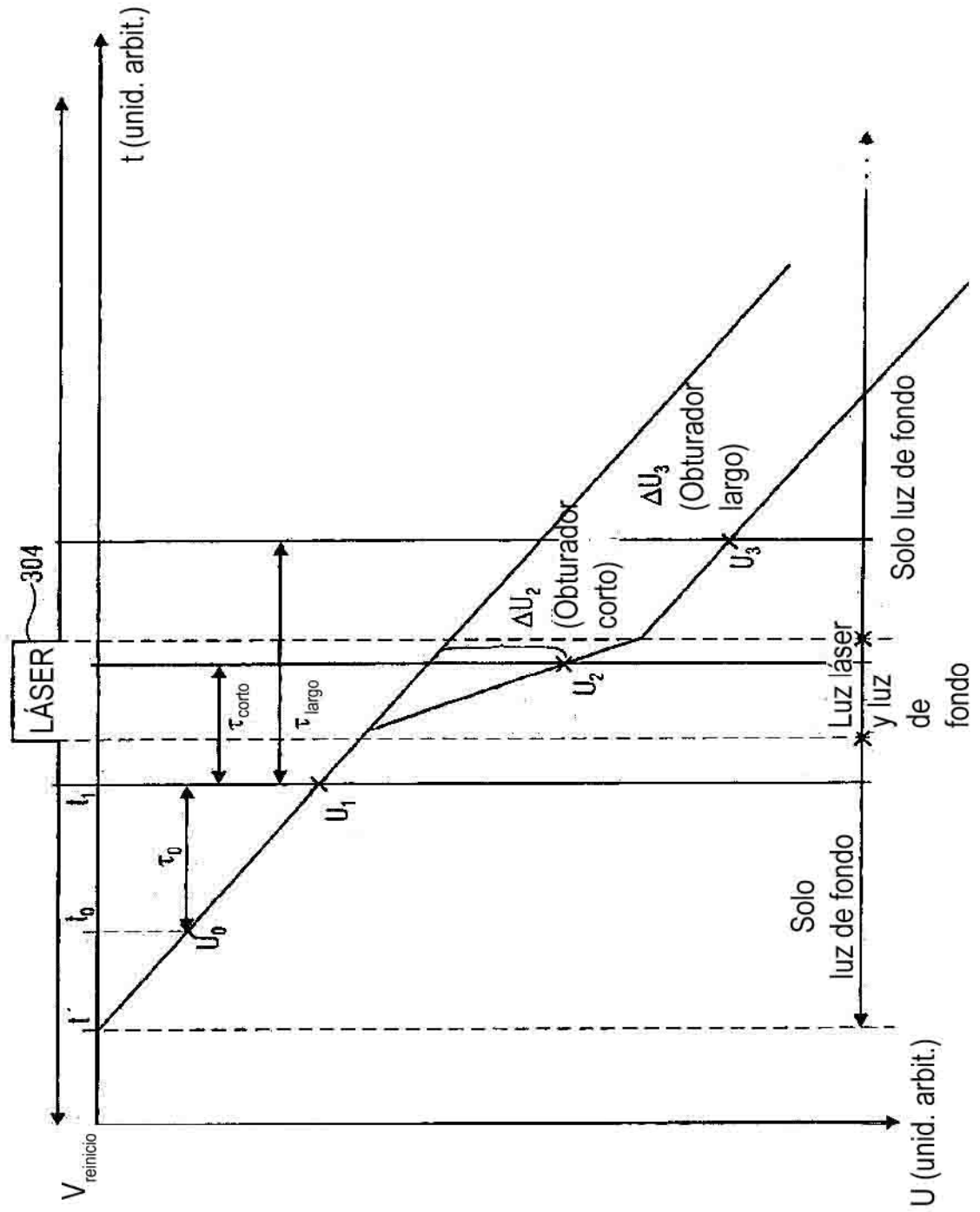


FIG 10

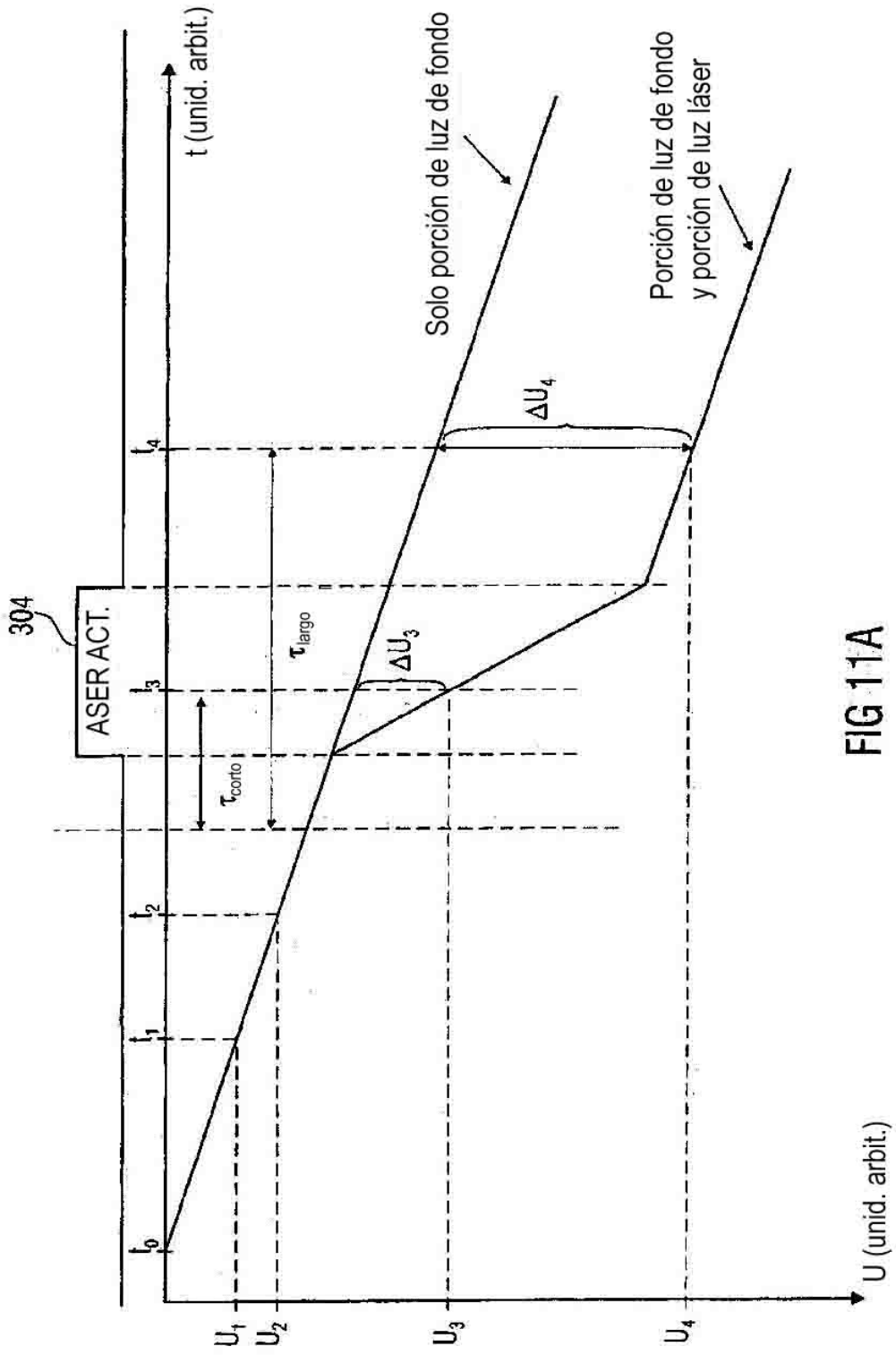
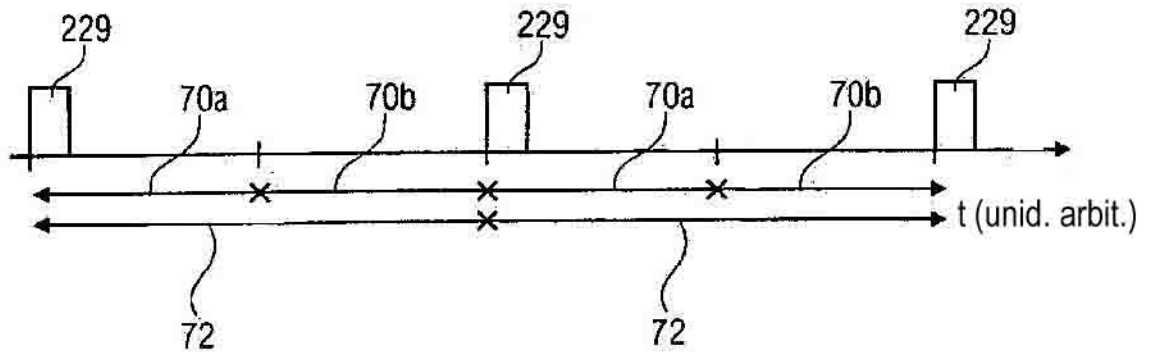


FIG 11A

I



II

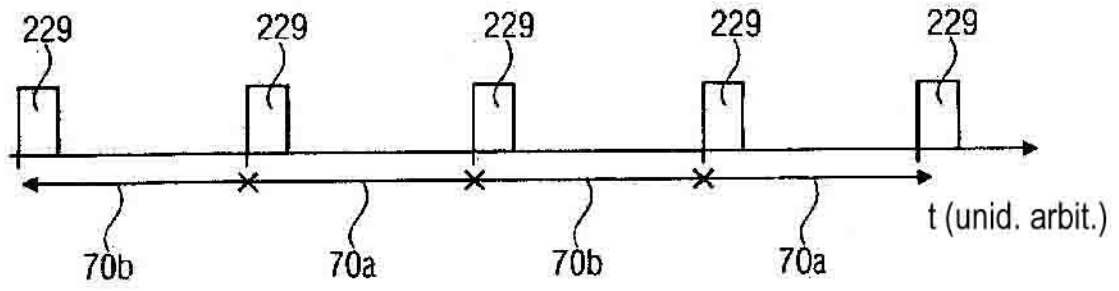


FIG 11B

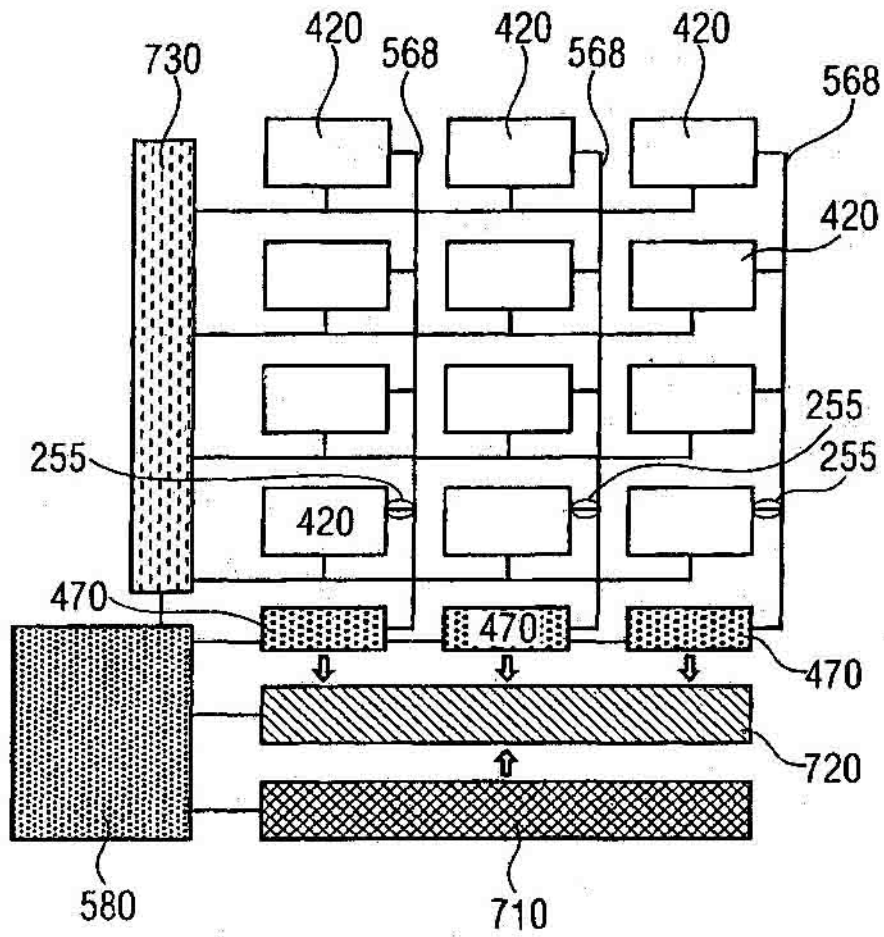


FIG 12

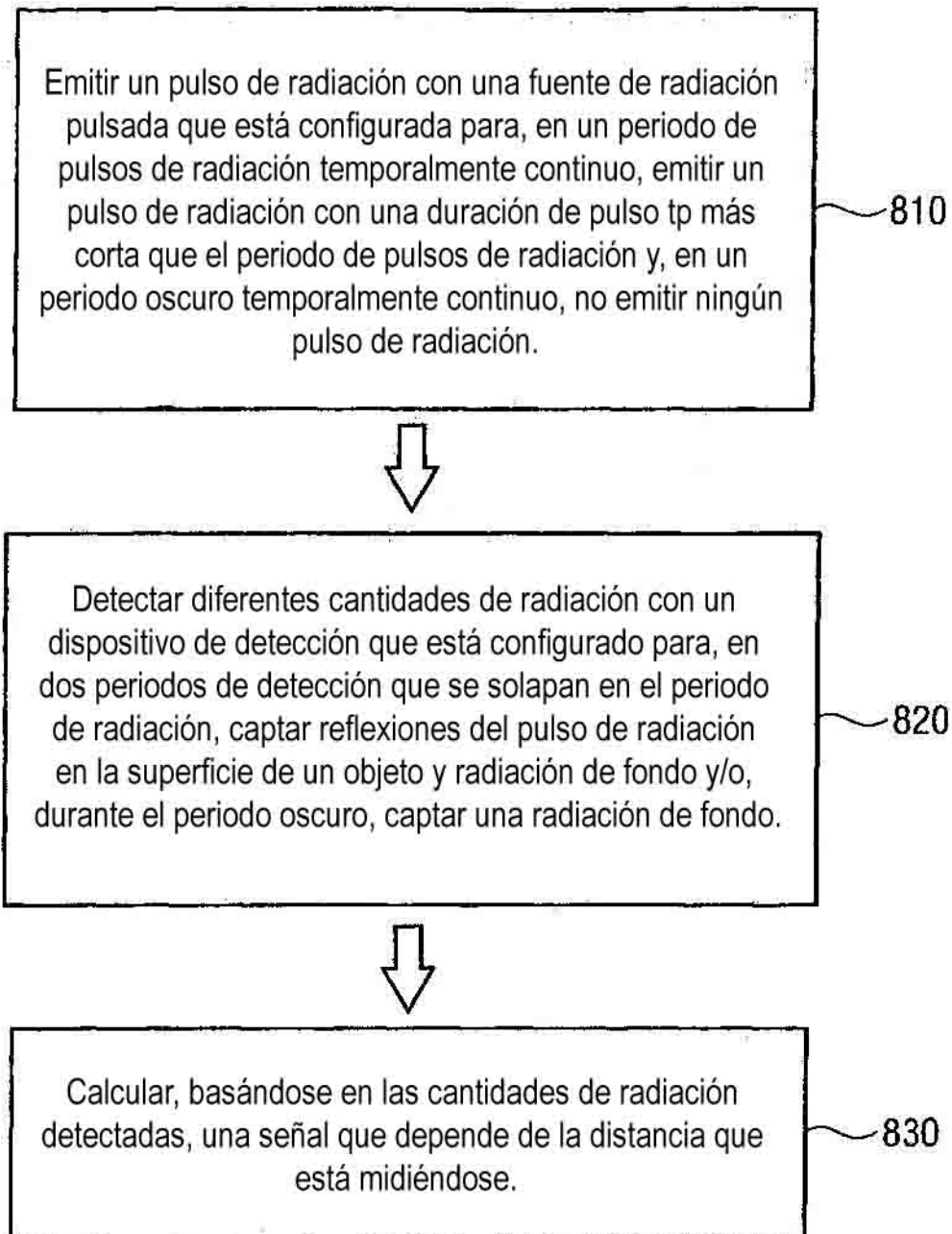


FIG 13