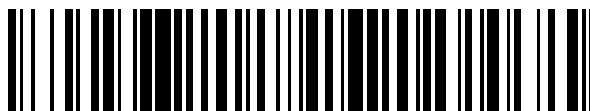


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 811 152**

51 Int. Cl.:

H04N 5/341 (2011.01)

H04N 5/374 (2011.01)

H04N 5/3745 (2011.01)

H01L 27/146 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **15.09.2014 PCT/EP2014/069611**

87 Fecha y número de publicación internacional: **19.03.2015 WO15036592**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **15.09.2014 E 14765959 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **27.05.2020 EP 3047647**

54 Título: **Circuito de píxel dinámico de un solo fotodiodo y método de funcionamiento del mismo**

30 Prioridad:

16.09.2013 EP 13306260

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

10.03.2021

73 Titular/es:

**PROPHESEE (100.0%)
74, rue du Faubourg Saint-Antoine
75012 Paris, FR**

72 Inventor/es:

**MATOLIN, DANIEL y
POSCH, CHRISTOPH**

74 Agente/Representante:

CURELL SUÑOL, S.L.P.

ES 2 811 152 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

Circuito de píxel dinámico de un solo fotodiodo y método de funcionamiento del mismo

5 Contexto y antecedentes de la invención

La invención se refiere a un circuito de píxel para un sensor de imágenes. Más específicamente, se refiere a un circuito de píxel y a un método de funcionamiento del mismo, en donde un circuito de medición de exposición está configurado para medir la intensidad de exposición a la luz a partir de una señal de fotorreceptor derivada de una exposición a la luz de un único fotorreceptor, tras la detección, por parte de un circuito detector de transitorios, de un cambio en dicha señal de fotorreceptor.

Los sensores convencionales de imágenes captan la información visual cuantificada en el tiempo con una frecuencia de cuadro predeterminada. Cada cuadro es portador de la información de todos los píxeles, con independencia de si esta información ha cambiado o no desde que se captó el último cuadro. Evidentemente, dependiendo del contenido dinámico de la escena, este planteamiento da como resultado un grado de redundancia más o menos alto en los datos de la imagen registrada. El problema va a peor a medida que los sensores de imágenes actuales progresan hacia una resolución espacial y temporal cada vez mayor. La complejidad y el coste del *hardware* requerido para el postprocesado de los datos aumenta, la demanda sobre el ancho de banda de transmisión y la capacidad de almacenamiento de datos se disparan y el consumo de potencia se incrementa, lo cual deriva en limitaciones estrictas en todos los tipos de aplicaciones de visualización, desde exigentes sistemas de visión industrial de alta velocidad hasta dispositivos móviles de consumo alimentados por batería.

Uno de los planteamientos para hacer frente a la redundancia temporal en los datos de vídeo es la codificación de diferencia entre cuadros. Esta forma tan sencilla de compresión de vídeo incluye la transmisión de solamente valores de píxel que superan un umbral de cambio de intensidad definido de un cuadro a otro después de un cuadro clave inicial. Los dispositivos de imágenes conocidos por diferenciación entre cuadros se basan en la captación y el procesado de cuadros completos de datos de imágenes y no son capaces, de manera autoconsistente, de suprimir la redundancia temporal y proporcionar una salida de vídeo comprimida en tiempo real. Además, aun cuando el procesado y la cuantificación de las diferencias se realiza a nivel de los píxeles, la resolución temporal de la captación de la dinámica de la escena, como en todos los dispositivos de tratamiento de imágenes basados en cuadros, sigue estando limitada a la frecuencia de cuadro alcanzable y se cuantifica en el tiempo con respecto a esta frecuencia de cuadro.

Los efectos negativos de la redundancia de datos se evitan, de la manera más efectiva, no registrando los datos redundantes en primer lugar y reduciendo directamente el volumen de datos en el nivel de la salida del sensor. Las ventajas inmediatas son una reducción de los requisitos de ancho de banda, de memoria y de poder computacional para la transmisión y el postprocesado de datos, con lo cual se reducen la potencia, la complejidad y el coste del sistema. Además, el principio del funcionamiento activado por reloj, basado en cuadros, de los sensores convencionales de imágenes CMOS ó CCD conduce a limitaciones en la resolución temporal en la medida en la que la dinámica de la escena se cuantifica con respecto a la frecuencia de cuadro a la que se lee el campo de visión de los píxeles, y conduce también a un rango dinámico pobre.

El problema que pretende solucionar la presente invención es la provisión de un método y un aparato para la captación continua de la información visual completa de una escena dinámica observada como una resolución de intensidad y temporal alta, sobre un rango dinámico amplio (de intensidad de luz registrable y procesable) y generando, así, la cantidad necesaria mínima de volumen de datos. De este modo, los datos generados no están constituidos por una sucesión de cuadros que contienen la información de imagen de todos los píxeles, sino por un flujo continuo (asíncrono) de información de cambio e intensidad (es decir, nivel de gris) de píxeles individuales, que se registran y transmiten únicamente si ha sido detectado un cambio real en la intensidad de la luz del campo de visión del píxel individual por parte del propio píxel.

Este método deriva en una reducción sustancial de datos generados a través de una supresión completa de la redundancia temporal en la información de imagen que es típica de los sensores convencionales de imágenes, aunque de manera que los datos incluyen un contenido de información igual, o incluso mayor. El elemento de imagen correspondiente a un sensor de imágenes que implementa el método antes mencionado, así como el mecanismo asíncrono de lectura de datos requerido se pueden materializar basándose en circuitos electrónicos analógicos. Un sensor de imágenes con una multiplicidad de dichos elementos de imagen se materializa y fabrica típicamente en forma de un sistema en un solo chip, integrado, por ejemplo, en tecnología CMOS.

La implementación de un sensor de este tipo y, por lo tanto, la prevención de los inconvenientes antes mencionados de la captación convencional de datos de imágenes resultarían beneficiosas para una amplia variedad de aplicaciones de visión artificial que incluyen la visión industrial de alta velocidad (por ejemplo, reconocimiento de objetos rápidos, detección y análisis de movimiento, seguimiento de objetos, etcétera), la automoción (por ejemplo, visión estereoscópica 3D en tiempo real para la advertencia y prevención de colisiones, espejos retrovisores inteligentes, etcétera), la vigilancia y seguridad (vigilancia de escenas) o la robótica (navegación autónoma, SLAM)

así como aplicaciones de tratamiento de imágenes biomédicas y científicas. En la medida en la que el funcionamiento del sensor se inspira en los principios funcionales de la retina humana, una de las aplicaciones ejemplificativas ventajosas es el tratamiento de una retina degenerada de un paciente ciego con un dispositivo protésico implantable basado en los datos entregados por un sensor del tipo mencionado.

Una de las soluciones para lograr la supresión completa de la redundancia temporal antes mencionada se basa el preprocesado y la captación, por píxeles individuales, de la información de imagen, controladas por eventos (es decir, independiente con respecto a un control de temporización externo, tal como señales de reloj, obturador o reinicialización) y de forma condicional (es decir, únicamente cuando se han detectado cambios en la escena). Tal como se explica posteriormente, el control de la captación de datos de imágenes se transfiere al nivel de los píxeles y se puede realizar con una resolución temporal muy elevada (por ejemplo, de manera totalmente asíncrona).

En el caso del sensor óptico de transitorios, o de sensor de visión dinámico (DVS), un circuito eléctrico, “un detector de transitorios”, descrito en la patente US 7,728,269, detecta cambios en la intensidad de iluminación recibida por los píxeles individuales que funcionan de manera autónoma.

La solicitud de patente de Estados Unidos US 2010/0182468 A1 divulga la combinación de circuitos detectores de transitorios, es decir, circuitos detectores de cambios de la intensidad de la exposición a la luz, y circuitos de medición condicional de la exposición. Un circuito detector de transitorios inicia, de manera individual y asíncrona, la medición de una nueva medida de la exposición únicamente si se ha detectado un cambio de brillo de una cierta magnitud – e inmediatamente después del mismo – en el campo de visión de un píxel. Dicho píxel no se basa en señales de temporización externas y solicita de forma independiente acceso a un canal de salida (asíncrono y arbitrado) únicamente cuando dispone de un nuevo valor de escala de grises a comunicar. Consecuentemente, un píxel que no es estimulado visualmente no produce ninguna salida. Además, el funcionamiento asíncrono evita la cuantificación en el tiempo de la captación basada en cuadros y la lectura por exploración.

Para cada píxel, el circuito detector de transitorios monitoriza un voltaje de fotorreceptor derivado de un primer fotodiodo para detectar cambios de voltaje relativos que superan un umbral. Al producirse dicha detección, el circuito detector de transitorios da salida a una orden para el circuito de medición de exposición del mismo píxel con el fin de iniciar una medición de intensidad absoluta, es decir, una medición del nivel de gris absoluto. El circuito de medición de exposición usa un segundo fotodiodo del píxel, situado de manera adyacente al primer fotodiodo, y obtiene su medición a partir del espacio de tiempo para descargar la capacidad de la unión del fotodiodo con la fotocorriente instantánea.

No obstante, el circuito de píxel dado a conocer en el documento US 2010/0182468 A1 no es óptimo ya que consume un área grande correspondiente a un elemento de píxel y, por lo tanto, no puede alcanzar una alta resolución. Además, la medición de la exposición basada en el tiempo, a través de la integración directa de la fotocorriente, deriva normalmente en un tiempo de medición, prohibitivamente grande, de un valor de exposición nuevo, en especial con niveles bajos de iluminancia del píxel, debido a las fotocorrientes reducidas correspondientes. Finalmente, el uso de dos fotodiodos independientes para la detección de cambios y la medición de la exposición deriva en una divergencia espacial y una dependencia, con respecto a la dirección de movimiento, del proceso de captación de datos de imagen, dando como resultado una reducción de la calidad en el tratamiento de las imágenes.

Sumario de la invención

La invención pretende proporcionar un circuito de píxel con menores requisitos de área, permitiendo tamaños mayores de las matrices o dimensiones menores de los chips sensores. La invención también pretende acelerar los procesos de medición individuales y, consecuentemente, aumentar la resolución temporal. Además, la invención pretende evitar la divergencia espacial entre la detección de cambios y la medición de la exposición, provocada por un uso de dos fotodiodos independientes, mejorando la precisión de las mediciones y, consecuentemente, la calidad de las imágenes.

A este respecto, la invención se refiere a un circuito de píxel que comprende:

- un circuito de etapa frontal que comprende un único fotodiodo y que presenta una salida, estando dicho circuito de etapa frontal configurado para entregar en dicha salida una señal de fotorreceptor derivada de una exposición a la luz de dicho único fotodiodo;
- un circuito detector de transitorios configurado para detectar un cambio en dicha señal de fotorreceptor entregada en dicha salida;
- un circuito de medición de exposición configurado para medir dicha señal de fotorreceptor entregada en dicha salida tras la detección, por parte del circuito detector de transitorios, de un cambio en la señal de fotorreceptor.

Por contraposición a los circuitos de la técnica anterior en los que se detectaban cambios de la exposición en un fotodiodo y se realizaban mediciones de la exposición en otro fotodiodo, el circuito de píxel propuesto requiere solamente un fotodiodo por píxel. Por consiguiente, el consumo superficial del elemento de píxel se puede reducir de manera significativa, permitiendo mayores tamaños de las matrices o menores dimensiones de los chips sensores. También puede incrementarse la resolución. Además, se evita la divergencia espacial entre la detección de cambios y la medición de la exposición, mejorándose la precisión de las mediciones y, consecuentemente, la calidad de las imágenes. De forma muy ventajosa, el espacio de tiempo de una medición de nivel de gris se puede reducir de forma significativa según se explica posteriormente, mejorando significativamente la resolución temporal del proceso de captación de datos de imágenes.

Otros aspectos preferidos, aunque no limitativos, del circuito de píxel son los siguientes, de manera aislada o en una combinación técnicamente viable:

- el circuito de medición de exposición comprende
 - una entrada conectada a la salida del circuito de etapa frontal para recibir la señal de fotorreceptor,
 - un condensador conectado mediante un primer conmutador a dicha entrada, estando dicho primer conmutador configurado para desconectar dicho condensador de dicha entrada,
 - una fuente de corriente en serie con un segundo conmutador, paralelo a dicho condensador, estando dicho segundo conmutador configurado para controlar una descarga de dicho condensador;
- el circuito de medición de exposición comprende un comparador de voltaje que presenta una entrada de señal conectada a uno de los terminales del condensador y una entrada de referencia conectada a un voltaje de referencia;
- el comparador de voltaje presenta:
 - una entrada de señal conectada a uno de los terminales del condensador, y
 - una entrada de referencia conectada a un conmutador de referencia configurado para conectar selectivamente dicha entrada de referencia a por lo menos dos voltajes de referencia;
- el circuito detector de transitorios comprende un amplificador que presenta dos etapas inversoras de fuente común de terminación única, con una realimentación capacitiva, separadas por un búfer seguidor, siendo un primer condensador cargado por medio de la señal de fotorreceptor, y por lo menos un detector de umbrales está dispuesto para detectar si un voltaje sobre otro condensador supera un valor de umbral;
- el circuito de etapa frontal comprende un circuito fotorreceptor conectado al diodo único, comprendiendo el circuito fotorreceptor:
 - una salida para entregar la señal de fotorreceptor derivada de la exposición a la luz de dicho fotodiodo único,
 - un primer transistor de fotorreceptor que presenta un drenaje y una puerta, estando la puerta de dicho primer transistor de fotorreceptor conectada a dicha salida,
 - un transistor de fotorreceptor adicional que presenta un drenaje, una fuente y una puerta, estando la fuente de dicho transistor de fotorreceptor adicional conectada a dicho fotodiodo único y,
 en el que dicho primer transistor de fotorreceptor y dicho transistor de fotorreceptor adicional presentan una fuente común;
- la puerta del transistor de fotorreceptor adicional está polarizada por un voltaje de polarización o está conectada a la fuente común del primer transistor de fotorreceptor y del transistor de fotorreceptor adicional;
- el circuito de etapa frontal comprende, además, una etapa de ganancia para amplificar la señal de fotorreceptor entregada en la salida del circuito de etapa frontal, comprendiendo dicha etapa de ganancia:
 - una entrada conectada a la salida de un circuito fotorreceptor,
 - una salida,
 - un primer transistor de ganancia que presenta un drenaje, una fuente y una puerta, estando la puerta

del primer transistor de ganancia conectada a la entrada de la etapa de ganancia, estando la fuente del primer transistor de ganancia conectada a un voltaje de polarización y estando conectado el drenaje de dicho primer transistor de ganancia a la salida de dicha etapa de ganancia,

- 5 - una pluralidad de transistores de ganancia en serie, presentando cada transistor de ganancia de la serie un drenaje, una fuente y una puerta, presentando cada transistor de ganancia de la serie su drenaje conectado a su puerta, y presentando uno de entre dicha pluralidad de transistores de ganancia en serie su drenaje conectado al drenaje del primer transistor de ganancia.

10 La invención se refiere, también, a un sensor de imágenes que comprende una pluralidad de circuitos de píxel de acuerdo con una posible forma de realización de la invención.

15 La invención se refiere, también, a un método de funcionamiento de un circuito de píxel según una de las posibles formas de realización de la invención, en donde un ciclo de medición de la exposición a la luz de un fotodiodo por medio del circuito de medición de exposición se inicia mediante la detección, por parte del circuito detector de transitorios, de un cambio en la señal de fotorreceptor derivada de la intensidad de la luz incidente en dicho fotodiodo.

20 Otros aspectos preferidos, aunque no limitativos, del circuito de píxel son los siguientes, de manera aislada o en una combinación técnicamente viable:

- 25 - un ciclo de medición de la exposición a la luz de un fotodiodo por medio del circuito de medición de exposición también se puede iniciar a través de una señal de control aplicada externamente independiente con respecto a cualquier detección en la señal de fotorreceptor derivada de la intensidad de la luz incidente en dicho fotodiodo;

- 30 - la exposición a la luz del fotodiodo se mide determinando el tiempo para que el voltaje a través de un condensador de descarga del circuito de medición de exposición alcance por lo menos un voltaje de referencia;

- está previsto un primer voltaje de referencia y un segundo voltaje de referencia, siendo dicho primer voltaje de referencia mayor que dicho segundo voltaje de referencia, y en donde la exposición a la luz del fotodiodo se mide determinando y comparando:

- 35 - un primer espacio de tiempo correspondiente al tiempo para que el voltaje a través de un condensador de descarga del circuito de medición de exposición alcance dicho primer voltaje de referencia, y

- 40 - un segundo espacio de tiempo correspondiente al tiempo para que el voltaje a través de dicho condensador de descarga del circuito de medición de exposición alcance dicho segundo voltaje de referencia;

- antes del ciclo de medición de la exposición, el condensador del circuito de medición de exposición se carga con un voltaje correspondiente a la señal de fotorreceptor;

- 45 - el circuito de medición de exposición comprende:

- una entrada conectada a la salida del circuito de etapa frontal para recibir la señal de fotorreceptor,

- 50 - un condensador conectado mediante un primer conmutador a dicha entrada, estando dicho primer conmutador configurado para desconectar dicho condensador con respecto a dicha entrada,

- una fuente de corriente en serie con un segundo conmutador, paralelo a dicho condensador, estando dicho segundo conmutador configurado para controlar una descarga de dicho condensador,

55 y el ciclo de medición de la exposición comprende por lo menos las siguientes etapas:

- abrir un primer conmutador para desconectar el condensador de medición de la entrada del circuito de exposición de medición,

- 60 - cerrar el segundo conmutador para permitir la descarga del condensador,

- determinar el tiempo para que el condensador de descarga de la exposición alcance por lo menos un voltaje de referencia,

- 65 - determinar la exposición a la luz del fotodiodo a partir del tiempo de descarga determinado del condensador.

Breve descripción de los dibujos

Se pondrán más claramente de manifiesto otros aspectos, objetivos y ventajas de la presente invención tras la lectura de la siguiente descripción detallada de formas de realización preferidas de la misma, proporcionadas como ejemplos no limitativos, y realizadas haciendo referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

- la figura 1 muestra un diagrama de bloques de un circuito de píxel según una posible forma de realización de la invención,
- las figuras 2 y 3 muestran unos diagramas simplificados de formas de realización ejemplificativas de circuitos detectores de transitorios para detectar cambios en la señal de fotorreceptor;
- las figuras 4 y 5 muestran unos diagramas simplificados de formas de realización ejemplificativas del circuito de medición de exposición para medir la señal de fotorreceptor;
- las figuras 6 y 7 muestran unos diagramas simplificados de formas de realización ejemplificativas de circuitos fotorreceptores;
- la figura 8 muestra un diagrama simplificado de una etapa de ganancia para amplificar cambios en la señal de fotorreceptor antes de su explotación por parte del circuito detector de transitorios y del circuito de medición de exposición;
- la figura 9 muestra un sensor de imágenes que comprende una pluralidad de circuitos de píxel según la invención.
- la figura 10 muestra un diagrama de bloques alternativo de un circuito de píxel según una posible forma de realización de la invención, conectado a un conversor analógico-a-digital, externo al píxel.

En todas las figuras, los caracteres de referencia iguales se refieren a los mismos elementos.

Descripción detallada de la invención

En la figura 1, se muestra un diagrama simplificado de un circuito de píxel según una posible forma de realización. El circuito de píxel comprende un circuito de etapa frontal 1, un circuito detector de transitorios 2, y un circuito de medición de exposición 3. El circuito de etapa frontal 1 comprende un único fotodiodo PD y tiene una salida 4. El fotodiodo PD convierte luz incidente en una fotocorriente I_{ph} determinada por la exposición a la luz de dicho fotodiodo PD único. El circuito de etapa frontal 1 comprende, también, un circuito fotorreceptor 5 y una etapa de ganancia 6 para generar una señal de fotorreceptor derivada de la exposición a la luz de dicho fotodiodo PD único. La señal de fotorreceptor se entrega en la salida 4 del circuito de etapa frontal 1 para ser explotada tanto por el circuito detector de transitorios 2 como por el circuito de medición de exposición 3.

El circuito detector de transitorios 2 está configurado para detectar un cambio en la señal de fotorreceptor entregada en la salida 4 del circuito de etapa frontal. El circuito detector de transitorios 2 monitoriza continuamente la señal de fotorreceptor en relación con cambios, y responde con una señal que identifica un incremento o decremento fraccionario de la señal de fotorreceptor que supera umbrales ajustables.

El circuito de medición de exposición 3 está configurado para medir la señal de fotorreceptor entregada en la salida 4 del circuito de etapa frontal 1. El ciclo de medición de la exposición se inicia si el circuito detector de transitorios 2 ha detectado un cambio en la señal de fotorreceptor, aunque también se puede iniciar a través de una señal de control aplicada externamente independiente con respecto a cualquier detección de un cambio.

Circuito detector de transitorios

El documento US 7.728.269 divulga un circuito detector de transitorios que se puede usar en algunas formas de realización de la invención. A continuación, se explican principios de un circuito detector de transitorios del tipo mencionado.

En la figura 2, se muestra un diagrama simplificado del circuito detector de transitorios 2 para detectar cambios en la señal de fotorreceptor. La señal de entrada V_{front} en la entrada 20 del circuito detector de transitorios 2 es la señal de fotorreceptor V_{front} en la salida 4 del circuito de etapa frontal 1. El circuito detector de transitorios 2 comprende un primer condensador C_1 . Uno de los terminales de dicho primer condensador C_1 está conectado a la entrada 20 del circuito detector de transitorios 2, es decir, está conectado a la salida 4 del circuito de etapa frontal 1. El otro terminal del primer condensador C_1 está conectado a un amplificador A1, a un segundo condensador C_2 y a un conmutador de reinicialización S_{RS} , estando dicho amplificador A1, segundo condensador C_2 y conmutador de reinicialización S_{RS} dispuestos en paralelo, y conectados, por un extremo, al primer condensador C_1 y, por el

otro extremo, a un nodo común Diff. Las capacidades y la ganancia se seleccionan para definir un amplificador conmutado por condensadores, autoequilibrado y autotemporizado. Dos comparadores de voltaje 7, 8 detectan, respectivamente, cambios ascendentes y descendentes del voltaje V_{Diff} en el nodo común Diff. Los comparadores de voltaje 7, 8 tienen el nodo común Diff en sus entradas, y sus salidas están conectadas a un circuito lógico 9.

El amplificador inversor acoplado capacitivamente A1 amplifica cambios de la señal de fotorreceptor, y los mismos se manifiestan como una desviación con respecto a un nivel de voltaje definido (punto de funcionamiento después de un evento de reinicialización) en el nodo Diff. Si la señal en el nodo común Diff cruza ciertos niveles de umbral ajustables, este evento es detectado por uno de dos comparadores de voltaje 7, 8, que envía una señal al circuito lógico 9, y el circuito lógico 9 activa una señal de solicitud ($V_{req,rel+}$ ó $V_{req,rel-}$, en función de la dirección del cambio detectado).

Al producirse la recepción de la señal de solicitud, $V_{req,rel+}$ o $V_{req,rel-}$, y la recuperación de datos de píxel asociados (véase posteriormente), un receptor de datos externo (no mostrado) devuelve una señal de acuse de recibo $V_{ack,rel}$ que es convertida en una señal de reinicialización RST por el bloque lógico 9. La señal de reinicialización RST controla el conmutador de reinicialización S_{RS} , y dicha activación cierra el conmutador de reinicialización S_{RS} . Por consiguiente, el nodo de entrada del amplificador A1 se cortocircuita con su salida y se reinicializa el punto de funcionamiento del amplificador A1. Posteriormente, la señal de solicitud se desactiva y el circuito está preparado para detectar un nuevo evento de cambio.

La señal de solicitud $V_{req,rel+}$ o $V_{req,rel-}$ se usa, también, para generar la señal de control $V_{res,abs}$ enviada al circuito de medición de exposición 3 con el fin de iniciar una medición absoluta de la exposición, haciendo que esta medición esté condicionada a la detección previa de un cambio en la iluminancia de los píxeles, señalizado por el detector de circuito de transitorios 2. Alternativamente, se puede iniciar la matriz de píxeles completa (de 1 ó 2 dimensiones) para ejecutar una medición de la exposición simultáneamente en todos los píxeles mediante una señal de control aplicada externamente.

Las señales de solicitud $V_{req,rel+}$ o $V_{req,rel-}$ se envían a un árbitro del bus (no mostrado) que inicia y controla la transmisión de paquetes de datos. De esta manera, se detectan cambios en la iluminación del fotodiodo y, como consecuencia, se transmite la dirección matricial del píxel respectivo con una latencia baja a través de un bus de datos asíncrono (no mostrado), con lo cual se señalizan las coordenadas en el espacio e (inherentemente) en el tiempo del cambio detectado. La dirección de cambio (incremento o decremento) para cada evento viene determinada por el comparador, de entre los dos, que detecta el evento.

La Figura 3 ilustra una mejora del circuito detector de transitorios 2, en donde se usa un amplificador de dos etapas en lugar del amplificador inversor único acoplado capacitivamente con lo cual puede lograrse la mayor sensibilidad al contraste temporal. Se da a conocer una estructura de este tipo en el artículo de C. Posch, D. Matolin y R. Wohlgenannt, "A Two-Stage Capacitive-Feedback Differencing Amplifier for Temporal Contrast IR Sensors", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing Journal*, vol., 64, n.º 1, págs. 45 a 54, 2010.

La topología bietapa correspondiente a etapas inversoras de fuente común con un terminal único, y con realimentación capacitiva, que funciona en la región subumbral y separadas por un búfer seguidor A_{SF} , permite un aumento significativo en la ganancia del amplificador por unidad de área y conduce a un ruido de inyección de carga reducido (tal como se explicará posteriormente), mejorando consecuentemente la sensibilidad al contraste temporal del circuito detector de transitorios.

La primera etapa presenta un primer condensador C_1 conectado por uno de sus terminales a la entrada 20 del circuito detector de transitorios 2.

El otro terminal del primer condensador C_1 está conectado a un primer amplificador A1, a un segundo condensador C_2 y a un primer conmutador de reinicialización S_{RS1} , estando dicho primer amplificador A1, segundo condensador C_2 y primer conmutador de reinicialización S_{RS} dispuestos en paralelo, y conectados por un extremo al primer condensador C_1 y, por el otro extremo, a un primer nodo Diff₁. De este modo, el segundo condensador C_2 se carga por medio de la señal de fotorreceptor en la salida 4 del circuito de etapa frontal 1.

El búfer seguidor A_{SF} separa las dos etapas. Está conectado, por un extremo, al primer nodo Diff₁ de la primera etapa y, por el otro extremo, a un terminal de un tercer condensador C_3 que pertenece a la segunda etapa. El otro terminal del tercer condensador C_3 está conectado a un segundo amplificador A2, a un cuarto condensador C_4 y a un segundo conmutador de reinicialización S_{RS2} , estando dispuestos dicho segundo amplificador A2, cuarto condensador C_4 y segundo conmutador de reinicialización S_{RS2} en paralelo, y conectados, por un extremo al tercer condensador C_3 y, por el otro extremo, a un segundo nodo Diff₂. Los comparadores de voltaje 7, 8 están conectados a la segunda etapa a través del segundo nodo Diff₂. Los dos comparadores de voltaje 7, 8 son detectores de umbrales dispuestos para detectar si un voltaje sobre el cuarto condensador C_4 supera valores de umbral, y en caso afirmativo, se envía una señal al módulo lógico de control 9, y el circuito lógico 9, según se ha descrito anteriormente, activa una señal de solicitud ($V_{req,rel+}$ ó $V_{req,rel-}$, en función de la dirección del cambio detectado).

Al tener ambas etapas de amplificador una ganancia similar, la inyección de carga en la primera etapa a través del primer conmutador de reinicialización S_{RS1} tiene un mayor impacto sobre la señal amplificada en el segundo nodo $Diff_2$ que una inyección de carga en la segunda etapa a través del segundo conmutador de reinicialización S_{RS2} . Para eliminar el efecto de la inyección de carga del primer conmutador de reinicialización S_{RS1} , es suficiente con garantizar que la segunda etapa se active suficientemente después de la primera etapa. Esto se logra mediante un retardo adecuado de la conmutación del segundo conmutador de reinicialización S_{RS2} con respecto al primer conmutador de reinicialización S_{RS1} .

De este modo, se proporciona un circuito de control de reinicialización RCC, que recibe la señal de reinicialización RST del circuito lógico 9 y da salida a una primera señal de reinicialización RST_1 que controla el primer conmutador de reinicialización S_{RS1} y a una segunda señal de reinicialización RST_2 que controla el segundo conmutador de reinicialización S_{RS2} . Así, pueden controlarse la primera y la segunda señales de reinicialización para eliminar la inyección de carga debida al primer conmutador de reinicialización S_{RS1} .

Medición de la exposición

Un ciclo de medición de la exposición a la luz de un fotodiodo por medio del circuito de medición de exposición 3 viene iniciado habitualmente por la detección, por parte del circuito detector de transitorios 2, de un cambio en la señal de fotorreceptor derivada de la intensidad de la luz incidente en el fotodiodo PD. La exposición a la luz del fotodiodo PD se mide determinando el tiempo para que un voltaje sobre un condensador de descarga C_s del circuito de medición de exposición 3 alcance por lo menos un voltaje de referencia. Antes del ciclo de medición de exposición, el condensador de medición C_s del circuito de medición de exposición 3 se carga con un voltaje correspondiente a la señal de fotorreceptor.

Circuito de medición de exposición – 1ª forma de realización

La Figura 4 muestra un diagrama simplificado de un ejemplo del circuito de medición de exposición 3 para medir la señal de fotorreceptor de acuerdo con una posible forma de realización de la invención. El circuito de medición de exposición 3 comprende una entrada 30 conectada a la salida 4 del circuito de etapa frontal 1 para recibir la señal de fotorreceptor. Un condensador de medición C_s está conectado mediante un primer conmutador S_s a la entrada 30. En la entrada 30 se puede proporcionar un búfer seguidor de ganancia unidad 13. El primer conmutador S_s está configurado para conectar o desconectar el condensador de medición C_s con respecto a la entrada 30, y es controlado, con este fin, por una señal de control de medición V_{EM} . La señal de control de medición V_{EM} es obtenida por el bloque lógico 12 a partir de la señal de control $V_{res,abs}$ enviada por el módulo lógico del control 9 del circuito detector de transitorios 2 al producirse la detección de un cambio en la señal de fotorreceptor.

El condensador de medición C_s y el primer conmutador S_s están conectados a través de un nodo común S. El otro terminal del condensador de medición C_s está conectado a tierra. En paralelo al condensador de medición C_s , hay dispuesta una fuente de corriente 10 en serie con un segundo conmutador S_2 . El segundo conmutador S_2 es controlado también por la señal de control de medición V_{EM} y está configurado para controlar una descarga del condensador de medición C_s . Cuando el segundo conmutador S_2 no deja pasar (estado abierto), la rama de la fuente de corriente 10 está abierta, y, por lo tanto, el condensador de medición C_s no se puede descargar. Cuando el segundo conmutador S_2 deja pasar (estado cerrado), la rama de la fuente de corriente 10 está cerrada y, por lo tanto, el condensador de medición C_s puede descargarse a través de esta rama. El segundo conmutador S_2 está conectado a tierra, o puede conectarse a cualquier sumidero de corriente. El primer y el segundo conmutadores se pueden implementar como transistores MOS. Se observará que, con fines ilustrativos, el primer conmutador S_s y el segundo conmutador S_2 se representan, ambos, en un estado abierto al mismo tiempo, aunque, durante su funcionamiento, solamente uno de ellos está abierto mientras que el otro está cerrado. Se aplica lo mismo para los conmutadores de la figura 5.

El circuito de medición de exposición 3 comprende un comparador de voltaje 11, que presenta una entrada de señal conectada a uno de los terminales del condensador de medición C_s y una entrada de referencia conectada a un voltaje de referencia V_{ref} . El terminal del condensador de medición C_s conectado al comparador de medición 11 es el nodo común S al cual están conectados el primer conmutador S_s y la fuente de corriente 10. La salida del comparador de voltaje 11 se alimenta a un circuito lógico 12. El circuito lógico 12 es responsable de controlar el estado del ciclo de medición de la exposición y de la transmisión (asíncrona) de las señales de los píxeles, y, por tanto, del resultado de la medición de la exposición, a un codificador de direcciones y a un árbitro del bus (no mostrado).

Para la medición de la exposición, se usa el voltaje instantáneo V_s en el nodo común S, al que están conectados el condensador de medición C_s y la fuente de corriente 10. Puede obtenerse una aproximación del voltaje instantáneo V_s como

$$V_s = k_1 \ln(I_{ph}) + k_2$$

en el que I_{ph} es la intensidad de la fotocorriente del fotodiodo PD del circuito de etapa frontal 1, y k_1 y k_2 son factores constantes. El valor instantáneo del voltaje V_s está relacionado logarítmicamente con la fotocorriente instantánea I_{ph} , con lo cual una medición del voltaje V_s permite reconstruir la fotocorriente instantánea I_{ph} , y, por lo tanto, obtener el nivel de exposición a la luz del fotodiodo PD.

Las constantes k_1 y k_2 dependen de detalles de la implementación del circuito así como de parámetros individuales del dispositivo que pueden variar debido a parámetros no uniformes del proceso de fabricación. Consecuentemente, puede que k_1 y k_2 no sean idénticas para circuitos de píxel individuales sobre una matriz (derivando en el denominado ruido de patrón fijo, FPN). Preferentemente, k_1 y k_2 se determinan para cada píxel individualmente, y su influencia sobre los resultados de la medición de la exposición se eliminan por calibración. Una calibración de este tipo se puede basar, por ejemplo, en una estimulación óptica homogénea de la matriz de píxeles, o en una estimulación uniforme de señales eléctricas.

Antes del inicio de un ciclo de medición de la exposición, se cierra el primer conmutador S_s , de manera que el nodo común S se conecta a la entrada 30 del circuito de medición de exposición 3. De este modo, el voltaje V_s en el nodo común S sigue al voltaje V_{front} en la salida 4 del circuito de etapa frontal 1. El voltaje entre los terminales del condensador de medición C_s también sigue al voltaje V_{front} en la salida 4 del circuito de etapa frontal 1, y, consecuentemente, depende de la exposición a la luz del fotodiodo PD.

Después de que el circuito detector de transitorios 2 haya detectado un cambio relativo en la iluminación, el circuito de medición de exposición 3 recibe una señal de control de medición $V_{res,abs}$, iniciando el primero un ciclo de medición de la exposición.

Al producirse la activación de la señal de control $V_{res,abs}$, la señal de control de medición V_{EM} abre el primer conmutador S_s , desconectando así el condensador de medición C_s con respecto a la entrada 30 del circuito de medición de exposición 3. En ese momento, el condensador de medición C_s se carga de acuerdo con el valor instantáneo del voltaje V_s del nodo común antes de abrir el primer conmutador S_s . El segundo conmutador S_2 se puede cerrar simultáneamente por medio de la misma señal de control de medición V_{EM} , o poco tiempo después por medio de otra señal que controle el segundo conmutador S_2 .

Se aplica un voltaje de referencia V_{ref} a una entrada de referencia del comparador de voltaje 11, seleccionándose el voltaje de referencia V_{ref} de manera que se garantice la relación $V_{ref} < V_s$ en todos los casos. La entrada de señal del comparador de voltaje 11 se conecta a V_s . Debido al cierre del segundo conmutador S_2 , el condensador de medición C_s se descarga por medio de una corriente constante I_{dec} controlada por la fuente de corriente 10. De este modo, se reduce el voltaje V_s en la entrada de señal del comparador de medición 11, con una velocidad de disminución que depende de la capacidad del condensador de medición C_s y de la intensidad de la corriente constante I_{dec} impuesta por la fuente de corriente 10.

Cuando el voltaje V_s en la entrada de señal del comparador de medición 11 alcanza el voltaje de referencia V_{ref} , el comparador de medición 11 conmuta, es decir, cambia su salida, y el bloque lógico 12 activa una señal de fin-de-medición $V_{req,abs}$. El tiempo entre los bordes activos de la señal de control $V_{req,abs}$ y la señal de fin-de-medición $V_{res,abs}$ codifica la medición absoluta media de exposición del píxel durante este tiempo, de acuerdo con la relación

$$V_s(I_{ph}) - V_{ref} = \frac{I_{dec}}{C_s} T$$

en la que I_{dec} indica la intensidad de la corriente constante impuesta por la fuente de corriente 10, C_s es la capacidad del condensador de medición C_s , I_{ph} es la intensidad de la fotocorriente del fotodiodo PD, y T es el tiempo necesario para que el voltaje V_s alcance el voltaje de referencia V_{ref} (o, en otras palabras, el tiempo entre los bordes activos de la señal de control $V_{res,abs}$ y la señal de fin-de-medición $V_{req,abs}$). A partir de esta relación, y debido al hecho de que

$$V_s = k_1 \ln(I_{ph}) + k_2,$$

puede determinarse la intensidad I_{ph} de la fotocorriente del fotodiodo PD y, por tanto, la exposición a la luz del píxel.

De manera similar a las señales de solicitud ($V_{req,rel+}$ y $V_{req,rel-}$) que se derivan de los eventos de detección de cambios, las señales de solicitud de medición de la exposición $V_{req,abs}$ se envían a un árbitro de bus (no mostrado) que inicia y controla la transmisión de paquetes de datos. De esta manera, la dirección matricial del píxel respectivo se transmite con una baja latencia a través de un bus (asíncrono) de datos (no mostrado), señalizando así las coordenadas en el espacio e - inherentemente - en el tiempo del fin-de-medición, con lo cual se transmite efectivamente el valor instantáneo de nivel de gris del píxel.

Alternativamente, el módulo lógico de control 12 puede contener un dispositivo contador digital que digitaliza

directamente el tiempo entre la activación de la señal de control $V_{res,abs}$ y las señales de solicitud de medición de la exposición $V_{req,abs}$. En este caso, dicho paquete de datos transmitido puede contener, además de la dirección matricial del píxel, el nivel de gris medido digitalizado por el contador.

Con la desactivación, por parte del módulo lógico de control 12, de la señal de control de medición de control V_{EM} , se cierra el primer conmutador S_s , y se abre el segundo conmutador S_2 , de manera que el voltaje V_s en el nodo común S puede reanudar el seguimiento de la señal de fotocorriente. La desactivación de la señal V_{EM} la realiza el módulo lógico de control 12 al producirse la recepción de una señal de acuse de recibo externa $V_{ack,abs}$. Puede ponerse en marcha un nuevo ciclo de medición de la exposición en cuanto el mismo sea iniciado por el circuito detector de transitorios 2 o por una señal externa.

Se observará que la inyección de carga en el condensador C_s se produce mientras se abre el primer conmutador S_s , lo cual influye en el voltaje de la señal V_s . Con el fin de minimizar esta inyección de carga, el condensador de medición debe tener una capacidad C_s suficientemente alta, y pueden usarse técnicas para la compensación, tales como conmutadores ficticios (*dummy*) y conmutadores de transistores equilibrados o conmutadores de transistores con placas inferiores (*bottom-plate*).

Circuito de medición de exposición – 2ª forma de realización

La figura 5 muestra un diagrama simplificado y un ejemplo del circuito de medición de exposición 3 para medir la señal de fotorreceptor de acuerdo con otra forma de realización posible de la invención. Esta forma de realización es similar a la forma de realización representada en la figura 4 y que se ha descrito anteriormente, excepto en que la entrada de referencia del comparador de medición 11 está conectada al conmutador de referencia S_{ref} en lugar de estar conectada directamente a un voltaje de referencia V_{ref} . El conmutador de referencia S_{ref} se puede hacer funcionar para conectar la entrada de referencia del comparador de medición 11 ó bien a un primer voltaje de referencia $V_{ref,h}$ o bien a un segundo voltaje de referencia $V_{ref,l}$. El primer voltaje de referencia $V_{ref,h}$ es mayor que el segundo voltaje de referencia $V_{ref,l}$. El bloque lógico 12 controla el conmutador de referencia S_{ref} .

Como en la forma de realización representada en la Figura 3, la activación de la señal de control de medición V_{EM} por parte del bloque lógico 12 al producirse la recepción de la señal de control $V_{res,abs}$ abre el primer conmutador S_s , desconectando así el condensador de medición C_s con respecto a la entrada de medición de la exposición 30. La activación de la señal de control $V_{res,abs}$ también reinicializa el bloque lógico 12 a un estado inicial Z_0 , y, por medio del bloque lógico 12, controla el conmutador de referencia S_{ref} de manera que se selecciona el primer voltaje de referencia $V_{ref,h}$ para su aplicación a la entrada de referencia del comparador de voltaje 11.

Tal como se ha descrito previamente, el segundo conmutador S_2 se cierra y el voltaje V_s en la entrada de señal del comparador de medición 11 disminuye, con una velocidad de disminución que depende de la capacidad del condensador de medición C_s y de la intensidad de la corriente constante I_{dec} impuesta por la fuente de corriente 10. Cuando el voltaje V_s alcanza el primer voltaje de referencia $V_{ref,h}$, el comparador de medición 11 conmuta, es decir, cambia su salida, y se activa la primera señal de fin-de-medición $V_{req,absh}$. El bloque lógico 12 cambia a otro estado Z_1 , y el conmutador de referencia S_{ref} se conmuta de manera que se selecciona el segundo voltaje de referencia $V_{ref,l}$ para su aplicación a la entrada de referencia del comparador de voltaje 11. La descarga del condensador de medición C_s continúa, y después del tiempo T_{ref} , el voltaje V_s alcanza el nivel del segundo voltaje de referencia $V_{ref,l}$, con lo cual se activa la segunda señal de fin-de-medición $V_{ref,absl}$. Con la activación de la segunda señal de fin-de-medición $V_{ref,absl}$, el circuito lógico 12 cambia a un estado de reposo Z_2 , el primer conmutador S_s se cierra, y el segundo conmutador S_2 se abre, de manera que el voltaje V_s puede reanudar el seguimiento de la señal de fotocorriente. A continuación, puede ponerse en marcha un nuevo ciclo de medición de la exposición en cuanto el mismo sea iniciado por el circuito detector de transitorios 2 ó por una señal externa.

La exposición a la luz del fotodiodo PD se mide determinando y comparando espacios de tiempo correspondientes al tiempo para que el voltaje sobre el condensador de descarga C_s alcance el primer y el segundo voltajes de referencia. Durante un ciclo de medición, una relación entre los diferentes valores es:

$$\frac{I_{dec}}{C_s} = \frac{V_{ref,h} - V_{ref,l}}{T_{ref}}$$

El primer voltaje de referencia $V_{ref,h}$ y el segundo voltaje de referencia $V_{ref,l}$ son voltajes externos proporcionados a cada píxel de la matriz. Por consiguiente, la diferencia de voltaje $V_{ref,h} - V_{ref,l}$ es la misma para cada píxel de una matriz. Igual que previamente, siendo T el espacio de tiempo para que el voltaje decreciente V_s alcance el primer voltaje de referencia $V_{ref,h}$, se sigue cumpliendo la siguiente relación:

$$V_s(I_{ph}) - V_{ref,h} = \frac{I_{dec}}{C_s} T$$

Por consiguiente,

$$V_S(I_{ph}) - V_{ref,h} = \frac{V_{ref,h} - V_{ref,l}}{T_{ref}} T$$

Se observará que los valores exactos de la corriente I_{dec} impuesta por la fuente de corriente 10 y la capacidad C_s del condensador de medición se cancelan, y no influyen en la determinación de la intensidad de la fotocorriente I_{ph} que se puede deducir. Puesto que la intensidad I_{dec} y la capacidad C_s pueden diferir de un píxel a otro, y tienen tendencia a verse afectadas por la variación de los parámetros del proceso de fabricación, es más fiable una determinación de intensidad de la fotocorriente I_{ph} independiente de dichos valores.

De manera similar a la primera forma de realización del circuito de medición de exposición, ambas señales $V_{req,absh}$ y $V_{req,absl}$ se envían a un árbitro de bus (no mostrado) que inicia y controla la transmisión de paquetes de datos. De esta manera, la dirección matricial del píxel respectivo se transmite con una baja latencia a través de un bus (asíncrono) de datos (no mostrado), señalizándose, así, las coordenadas en el espacio e (inherentemente) en el tiempo del primer y del segundo cruces del voltaje de umbral (que significan el comienzo y el final, respectivamente, de una medición de la exposición), con lo que se transmite efectivamente el valor instantáneo del nivel de gris de píxel.

Nuevamente, de manera similar a la primera forma de realización del circuito de medición de exposición, el módulo lógico de control 12 puede contener un dispositivo contador digital que digitaliza directamente el tiempo entre (la activación de) las señales $V_{req,absh}$ y $V_{req,absl}$. En este caso, solamente se envía $V_{req,absl}$ al árbitro de bus (no mostrado) el cual inicia y controla la transmisión de paquetes de datos, junto con el resultado de dicha digitalización. Por tanto, el paquete de datos transmitido puede contener, además de la dirección matricial del píxel, el nivel de gris medido digitalizado por el contador.

Circuito alternativo de medición de la exposición

En una forma de realización alternativa ilustrada por la figura 10, el circuito de medición de exposición 3 está constituido por un circuito de muestreo-y-retención 100 que muestrea la salida 4 del circuito de etapa frontal 1 en el momento de la activación, por parte del circuito detector de transitorios 2, de la señal de control $V_{res,abs}$. La salida 101 del circuito de muestreo-y-retención 100 está conectada a un conversor analógico-a-digital (ADC) de voltaje, externo al píxel, 102. Se puede disponer un ADC 102 por cada matriz de píxeles o un ADC 102 por cada columna de píxeles. La salida 103 del ADC 102 está conectada a un bus de datos (no mostrado).

De manera similar a las formas de realización previas, la activación del circuito de muestreo-y-retención 100 es controlada por la señal de control $V_{res,abs}$ del circuito detector de transitorios 2. Después de completarse una operación de muestreo del nivel de voltaje instantáneo en la salida 4 del circuito de etapa frontal al producirse la recepción de la señal de control activa $V_{res,abs}$, el voltaje muestreado se envía al ADC por medio de la salida 101 para su conversión analógica-a-digital. Después de completarse la conversión analógica-a-digital, el resultado de la conversión junto con la dirección matricial del píxel se transmite a un árbitro de bus (no mostrado) que inicia y controla la transmisión de paquetes de datos. De esta manera, la dirección matricial del píxel respectivo y su nivel de gris instantáneo se transmiten con una latencia baja a través de un bus (asíncrono) de datos (no mostrado).

Circuito fotorreceptor – forma de realización de la técnica anterior

El circuito fotorreceptor 5 del circuito de etapa frontal 1 puede ser, por ejemplo, el descrito en la patente US 7.728.269, que se representa en la figura 6. Este circuito comprende una salida 50 para entregar la señal de fotorreceptor derivada de la exposición a la luz del fotodiodo PD único, estando constituida dicha señal de fotorreceptor por un voltaje frontal V_{front} . También comprende un primer transistor de fotorreceptor Mp1 que presenta un drenaje y una puerta, estando la puerta de dicho primer fotorreceptor Mp1 conectada a dicha salida 50. Un segundo transistor de fotorreceptor Mp2 tiene su puerta conectada al fotodiodo PD y su fuente está conectada a tierra (es decir, conectada a un voltaje de alimentación bajo) mientras que su drenaje está conectado a la fuente de un tercer transistor de fotorreceptor Mp3, cuya puerta está polarizada por un voltaje de polarización $V_{bias,cas}$. El drenaje del tercer transistor de fotorreceptor Mp3 está conectado a la salida 50, por lo tanto, también a la puerta del primer transistor de fotorreceptor Mp1. El drenaje del tercer transistor de fotorreceptor Mp3 está conectado, también, al drenaje de un cuarto transistor de fotorreceptor Mp4, cuya puerta está polarizada por un voltaje de polarización $V_{bias,pr}$ y cuya fuente está conectada a un voltaje de alimentación alto V_{dd} . El primer transistor de fotorreceptor Mp1, el segundo transistor de fotorreceptor Mp2 y el tercer transistor de fotorreceptor Mp3 son MOSFETs de tipo N, mientras que el cuarto transistor de fotorreceptor Mp4 es un MOSFET de tipo P.

El voltaje de salida V_{front} presenta una relación logarítmica con respecto a la fotocorriente I_{ph} :

$$V_{front} = n_{Mp1} \cdot V_t \cdot \ln \left(\frac{L_{Mp1}}{W_{Mp1}} \frac{I_{ph}}{I_{0,Mp1}} \right) - V_D$$

en la que

- n_{Mp1} es el factor de pendiente subumbral del primer transistor de fotorreceptor Mp1,
- V_t es el voltaje térmico,
- L_{Mp1} es la longitud del canal del primer transistor de fotorreceptor Mp1,
- W_{Mp1} es la anchura de canal del primer transistor de fotorreceptor Mp1,
- $I_{0,Mp1}$ es la corriente de saturación subumbral del primer transistor de fotorreceptor Mp1, y
- V_D es el voltaje inverso sobre el fotodiodo PD.

Un cambio en la fotocorriente I_{ph} de un primer valor I_{ph1} a un segundo valor I_{ph2} provoca un cambio ΔV_{front} del voltaje de salida V_{front} de acuerdo con:

$$\Delta V_{front} = n_{Mp1} \cdot V_t \cdot \ln \left(\frac{I_{ph2}}{I_{ph1}} \right)$$

Debido a la realimentación de la salida 50 a la entrada del amplificador constituido por los transistores Mp2, Mp3 y Mp4, el ancho de banda del elemento fotorreceptor se incrementa significativamente en comparación con circuitos de fotorreceptor logarítmicos sin realimentación. La frecuencia a 3 dB, que se corresponde con el punto de potencia mitad, se calcula aproximadamente como

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\frac{C_D}{\nu} + C_{Mp1,a}} \cdot \frac{I_{ph}}{V_t} \cong \frac{1}{2\pi} \frac{1}{C_{Mp1,a}} \cdot \frac{I_{ph}}{V_t}$$

con

- $C_{Mp1,a}$ es la capacidad entre la fuente del primer transistor de fotorreceptor Mp1 y la salida del amplificador constituido por el segundo, el tercer y el cuarto transistores de fotorreceptor Mp2, Mp3 y Mp4, que es también la salida 50 del circuito fotorreceptor 5,
- C_D es la capacidad de unión del fotodiodo PD,
- V_t es el voltaje térmico, y
- ν es la ganancia de señal pequeña del amplificador constituido por el segundo, el tercer y el cuarto transistores de fotorreceptor Mp2, Mp3 y Mp4.

Se observará que la capacidad $C_{Mp1,a}$ depende principalmente de la capacidad de solapamiento puerta-fuente del primer transistor de fotorreceptor Mp1, que es proporcional a la anchura de su canal. Para valores grandes habituales de la ganancia de señal pequeña ν , la frecuencia a 3 dB del circuito, en comparación con una configuración sin realimentación, ya no queda dominada por la capacidad del fotodiodo PD, sino por la mucho más pequeña capacidad de solapamiento puerta-fuente del primer transistor de fotorreceptor Mp1.

Circuito fotorreceptor mejorado

La figura 7 muestra otro circuito que presenta mejoras significativas con respecto a la ganancia y al ancho de banda. El circuito mejorado es también un circuito fotorreceptor continuo en el tiempo, logarítmico, con realimentación para mejorar el ancho de banda, pero, en comparación con el circuito fotorreceptor de la figura 6, se ha dispuesto un quinto transistor de fotorreceptor Mp5 adicional entre el fotodiodo PD y el primer transistor de fotorreceptor Mp1.

Por consiguiente, el circuito fotorreceptor mejorado 5 de la figura 7 comprende una salida 50 para entregar la señal de fotorreceptor derivada de la exposición a la luz de dicho fotodiodo único, estando constituida dicha señal de fotorreceptor por un voltaje V_{front} . Comprende un primer transistor de fotorreceptor Mp1 que presenta un drenaje y una puerta, estando la puerta de dicho primer fotorreceptor Mp1 conectada a dicha salida 50. También comprende un quinto transistor de fotorreceptor Mp5 que presenta un drenaje, una fuente y una puerta, estando conectada la fuente de dicho quinto transistor de fotorreceptor Mp5 al fotodiodo PD único y estando polarizada la puerta del quinto transistor de fotorreceptor Mp5 por un voltaje de polarización $V_{bias,d}$. El primer transistor de fotorreceptor Mp1 y el quinto transistor de fotorreceptor Mp5 tienen una fuente común.

Los otros transistores de fotorreceptor están dispuestos de una manera similar al circuito de la Figura 6, constituyendo un amplificador. Un segundo transistor de fotorreceptor Mp2 tiene su puerta conectada a fotodiodo PD y al drenaje del quinto transistor de fotorreceptor MP5. Su fuente está conectada a tierra (es decir, conectada

a un voltaje de alimentación bajo) mientras que su drenaje está conectado a la fuente de un tercer transistor de fotorreceptor MP3, cuya puerta está polarizada por un voltaje de polarización $V_{bias,cas}$. El drenaje del tercer transistor de fotorreceptor Mp3 está conectado a la salida 50, por lo tanto también a la puerta del primer transistor de fotorreceptor Mp1. El drenaje del tercer transistor de fotorreceptor Mp3 también está conectado al drenaje de un cuarto transistor de fotorreceptor Mp4, cuya puerta está polarizada por un voltaje de polarización $V_{bias,pr}$ y cuya fuente está conectada a un voltaje de alimentación alto Vdd. El primer transistor de fotorreceptor Mp1, el segundo transistor de fotorreceptor Mp2 y el tercer transistor de fotorreceptor Mp3 son MOSFET de tipo N, mientras que el quinto transistor de fotorreceptor Mp5 y el cuarto transistor de fotorreceptor Mp4 son MOSFET de tipo P.

En relación con el aumento de ganancia, el voltaje de salida V_{front} del circuito de la Figura 6 sigue dependiendo logarítmicamente de la intensidad de fotocorriente I_{ph} :

$$V_{front} = n_{Mp1} \cdot V_t \cdot \ln \left(\frac{L_{Mp1}}{W_{Mp1}} \frac{I_{ph}}{I_{0,Mp1}} \right) + n_{Mp5} \cdot V_t \cdot \ln \left(\frac{L_{Mp5}}{W_{Mp5}} \frac{I_{ph}}{I_{0,Mp5}} \right) + V_{bias,d}$$

con

- n_{Mp5} es el factor de pendiente subumbral del quinto transistor de fotorreceptor Mp5,
- L_{Mp5} es la longitud de canal del primer transistor de fotorreceptor Mp5,
- W_{Mp5} es la anchura de canal del primer transistor de fotorreceptor Mp5,
- $I_{0,Mp5}$ es la corriente de saturación subumbral del primer transistor de fotorreceptor Mp5, y
- $V_{bias,d}$ el voltaje de polarización aplicado a la puerta del quinto transistor de fotorreceptor Mp5.

Un cambio en la fotocorriente I_{ph} de un primer valor I_{ph1} a un segundo valor I_{ph2} provoca un cambio ΔV_{front} del voltaje de salida V_{front} de acuerdo con:

$$\Delta V_{front} = n_{Mp1} \cdot V_t \cdot \ln \left(\frac{I_{ph2}}{I_{ph1}} \right) + n_{Mp5} \cdot V_t \cdot \ln \left(\frac{I_{ph2}}{I_{ph1}} \right)$$

Suponiendo que $n_{Mp1} \approx n_{Mp5}$, se pueda simplificar a:

$$\Delta V_{front} \approx 2 \cdot n_{Mp1} \cdot V_t \cdot \ln \left(\frac{I_{ph2}}{I_{ph1}} \right)$$

Por consiguiente, la ganancia se dobla con respecto al circuito de fotorreceptor de la figura 6.

El incremento de ganancia logrado por el circuito fotorreceptor de la figura 7 permite detectar cambios de intensidad de corriente ΔI_{ph} más pequeños de la fotocorriente I_{ph} ya que, como respuesta a un cierto cambio ΔI_{ph} de la intensidad de la fotocorriente I_{ph} , el cambio de voltaje resultante se incrementa por una ganancia doblada. Además, puesto que el cambio de voltaje resultante se incrementa antes de la entrada de un amplificador sucesivo, tal como el amplificador de diferenciación conmutado por condensadores del circuito detector de transitorios 3, la ganancia de dicho amplificador sucesivo puede ser menor aunque logrando la misma sensibilidad general al contraste temporal (es decir, cambio relativo), lo cual conduce a una reducción significativa del tamaño de los dispositivos CMOS, especialmente el tamaño de los condensadores de un amplificador conmutado por condensadores.

En referencia al ancho de banda, la frecuencia a 3 dB, que se corresponde con el punto de potencia mitad, se calcula aproximadamente como

$$f_{3dB} \approx \frac{1}{2\pi} \frac{1}{C_{Mp5,DS}} \cdot \frac{I_{ph}}{V_t}$$

en el que $C_{Mp5,DS}$ es la capacidad de acoplamiento drenaje-fuente del quinto transistor Mp5. En general, esta capacidad es significativamente menor que la capacidad de solapamiento puerta-fuente C_{Mp1} del primer transistor de fotorreceptor Mp1 que se usaba para determinar la frecuencia a 3 dB en el circuito de la Figura 6. Por lo tanto, el ancho de banda se incrementa según la relación $C_{Mp5,DS}/C_{Mp1}$.

Debido al incremento del ancho de banda del circuito fotorreceptor 5, el retardo de la respuesta del circuito detector de transitorios 2 se reduce significativamente, y se hace mejorar la resolución temporal del circuito de píxel y, por lo tanto, del dispositivo sensor.

Alternativamente, la puerta del quinto transistor de fotorreceptor Mp5 se puede conectar a su fuente en lugar de ser excitada por un voltaje de polarización $V_{bias,d}$. No obstante, en esta configuración, aunque la ganancia del voltaje sigue doblándose, no se produce ningún incremento del ancho de banda.

Etapa de ganancia

La figura 8 muestra un diagrama simplificado de un ejemplo de una etapa de ganancia de preamplificador 6 para amplificar la señal V_{front} en la salida del circuito fotorreceptor 5, en lugar de un búfer seguidor convencional.

La etapa de ganancia de preamplificador 6 comprende una entrada conectada a la salida del circuito fotorreceptor 5 para recibir la señal de fotorreceptor V_{front} , y una salida conectada tanto a la entrada del circuito detector de transitorios 2 como a la entrada del circuito de medición de exposición 3, para entregar la señal de fotorreceptor amplificada V_{amp} . La etapa de ganancia de preamplificador 6 comprende un primer transistor de ganancia $Mg1$ que presenta un drenaje, una fuente y una puerta. La puerta del primer transistor de ganancia $Mg1$ está conectada a la entrada de la etapa de ganancia, es decir, a la salida del circuito fotorreceptor 5. La fuente del primer transistor de ganancia $Mg1$ está conectada a un voltaje de polarización de referencia $V_{bias,ref}$ y el drenaje de dicho primer transistor de ganancia $Mg1$ está conectado a la salida de la etapa de ganancia. El primer transistor de ganancia $Mg1$ es un transistor MOS de tipo canal N.

La etapa de ganancia de preamplificador 6 comprende también una pluralidad de transistores de ganancia $Mg2$, Mgk en serie, presentando cada uno de estos transistores de ganancia $Mg2$, Mgk un drenaje, una fuente y una puerta, y de manera que cada uno de estos transistores de ganancia $Mg2$, Mgk en serie tiene su drenaje conectado a su puerta (transistores conectados como diodo). Uno de estos transistores de ganancia en serie tiene su drenaje conectado al drenaje del primer transistor de ganancia $Mg1$ y se le hace referencia como $Mg2$. Por consiguiente, este transistor de ganancia $Mg2$ tiene su puerta conectada a la salida etapa de ganancia 6. Los transistores de ganancia en serie son transistores MOS de tipo canal P.

La etapa de ganancia 6 descrita es un amplificador de fuente común, siendo el primer transistor de ganancia $Mg1$ un transistor de entrada N-MOS y de manera que la serie de transistores de ganancia P-MOS conectados como diodo $Mg2$, Mgk son una carga. Una estructura de este tipo con una carga conectada como diodo tiene una ganancia que no depende considerablemente de las dimensiones, de manera que se reduce la influencia de desadaptación relacionada con las dimensiones, lo cual hace que mejore el rendimiento de ruido de patrón fijo (FPN) de la matriz de píxeles.

Están previsto por lo menos dos transistores de ganancia en serie conectados como diodo $Mg2$, Mgk , es decir $k=3$. Preferentemente, hay más transistores de ganancia conectados como diodo dispuestos en serie. En formas de realización preferidas, están conectados en serie tres o cuatro transistores de ganancia conectados como diodo. El número máximo de dichos transistores de ganancia conectados como diodo que están dispuestos en serie viene determinado por la excursión del voltaje de entrada, es decir, el nivel superior esperado del voltaje de entrada V_{front} tal que el voltaje de puerta-fuente sobre la serie de transistores conectados como diodo $Mg2$ a Mgk no quede limitado por el voltaje de salida resultante V_{amp} .

Si el circuito de etapa de ganancia 6 se hace funcionar en la región subumbral, y suponiendo las mismas dimensiones para los transistores de ganancia en serie conectados como diodo $Mg2$ a Mgk , el voltaje de salida V_{amp} se calcula de la manera siguiente:

$$V_{amp} = V_{DD} - (k - 1) \cdot n_{Mg2} \cdot V_t \cdot \ln \left(\frac{L_{Mg2}}{W_{Mg2}} \frac{W_{Mg1}}{L_{Mg1}} \frac{I_{0,Mg1}}{I_{0,Mg2}} \right) - (k - 1) \cdot \frac{n_{Mg2}}{n_{Mg1}} (V_{front} - V_{bias,ref})$$

En el que

- V_{DD} es el voltaje de alimentación alto,
- n_{Mg1} y n_{Mg2} son los factores de pendiente subumbral de los transistores de ganancia $Mg1$ y $Mg2$, respectivamente,
- V_t es el voltaje térmico,
- L_{Mg1} y L_{Mg2} son las longitudes de canal del primer transistor de ganancia $Mg1$ y de los segundos transistores de ganancia $Mg2$, respectivamente,
- W_{Mg1} y W_{Mg2} son las anchuras de canal del primer transistor de ganancia $Mg1$ y de los segundos transistores de ganancia $Mg2$, respectivamente,
- $I_{0,Mg1}$ e $I_{0,Mg2}$ son las corrientes de saturación subumbral del primer transistor de ganancia $Mg1$ y de los segundos transistores de ganancia $Mg2$, respectivamente.

Un cambio de voltaje de entrada ΔV_{front} da como resultado un cambio de voltaje de salida ΔV_{amp} de:

$$\Delta V_{amp} = -(k-1) \frac{n_{Mg2}}{n_{Mg1}} \Delta V_{front}$$

La ganancia así proporcionada por la etapa de ganancia 6 permite detectar cambios de intensidad de corriente ΔI_{ph} más pequeños de la fotocorriente I_{ph} ya que, como respuesta a un cierto cambio ΔI_{ph} de la intensidad de la fotocorriente I_{ph} , el cambio de voltaje resultante se incrementa en una ganancia de $(k-1)$ veces la original. Además, puesto que el cambio de voltaje resultante se incrementa antes de la entrada de un amplificador sucesivo, tal como el amplificador de diferenciación conmutado por condensadores del circuito detector de transitorios 3, la ganancia de dicho amplificador sucesivo puede ser menor aunque alcanzando la misma sensibilidad de contraste total, lo cual conduce a una reducción significativa del tamaño de los dispositivos CMOS, especialmente el tamaño de los condensadores de un amplificador conmutado por condensadores.

Usando una etapa de ganancia 6 de acuerdo con la Fig. 8, conectada a la salida 50 de un circuito fotorreceptor 5 tal como se representa en las figuras 6 ó 7, puede lograrse una limitación del ancho de banda que depende de la fotocorriente. La etapa de ganancia proporciona entonces una reducción de ruido automática, controlada por fotocorriente, autoajustando su ancho de banda. La frecuencia a 3 dB, que se corresponde con el punto de potencia mitad, es proporcional a la corriente I_{Mg1} que fluye a través del primer transistor de ganancia $Mg1$:

$$f_{3dB} \sim I_{Mg1}$$

de manera que la corriente I_{Mg1} a través del primer transistor de ganancia $Mg1$ depende de la diferencia de voltaje $V_{front} - V_{bias,ref}$. Con el primer transistor de ganancia $Mg1$ funcionando en la región subumbral, la frecuencia a 3 dB es proporcional a:

$$f_{3dB} \sim \frac{W_{Mg1}}{L_{Mg1}} I_{0,Mg1} e^{\frac{V_{front} - V_{bias,ref}}{n_{Mg1} \cdot V_t}}$$

Con transistores del mismo tamaño para el primer transistor de fotorreceptor $Mg1$ del circuito fotorreceptor 5 como en las figuras 6 y 7 y para el primer transistor de ganancia $Mg1$ de la etapa de ganancia 6, y con un voltaje de referencia de polarización $V_{bias,ref}$ igual al voltaje inverso V_D sobre el fotodiodo PD, se deduce que la frecuencia a 3 dB es proporcional a la fotocorriente I_{ph} :

$$f_{3dB} \sim I_{ph}$$

Puesto que el voltaje inverso V_D sobre el fotodiodo PD es aproximadamente independiente de la fotocorriente I_{ph} , el voltaje de referencia de polarización $V_{bias,ref}$ se puede obtener globalmente para todos los píxeles de una matriz usando un circuito ficticio (*dummy*) con un fotodiodo cubierto en un circuito fotorreceptor tal como el de la figura 6 ó 7, usándose el voltaje de salida de dicho circuito fotorreceptor como voltaje de referencia de polarización $V_{bias,ref}$.

De este modo, el circuito de etapa de ganancia 6 puede sustituir un seguidor de fuente convencional para desacoplar efectivamente el circuito de etapa frontal sensible 1 con respecto a los circuitos subsiguientes, es decir, el circuito detector de transitorios 2 y el circuito de medición de exposición 3, y pueden lograrse un control del ancho de banda dependiente de la fotocorriente y una amplificación adicional de la señal.

La figura 9 muestra un sensor de imágenes 90 que comprende una pluralidad de circuitos de píxel 91 de acuerdo con posibles formas de realización de la invención según se ha descrito anteriormente. Los circuitos de píxel 91 representados están dispuestos en una matriz.

REIVINDICACIONES

1. Circuito de píxel que comprende:

- un circuito de etapa frontal (1) que comprende un único fotodiodo (PD) y que presenta una salida (4), estando dicho circuito de etapa frontal (1) configurado para entregar en dicha salida una señal de fotorreceptor derivada de una intensidad de exposición a la luz de dicho único fotodiodo (PD);
- un circuito detector de transitorios (2) configurado para detectar un cambio en dicha señal de fotorreceptor entregada en dicha salida (4);

caracterizado por que el circuito de píxel comprende asimismo un circuito de medición de exposición (3) configurado para medir la intensidad de exposición a la luz dicha señal de fotorreceptor entregada en dicha salida (4) tras la detección por parte del circuito detector de transitorios (2) de un cambio en la señal de fotorreceptor.

2. Circuito de píxel según la reivindicación 1, en el que el circuito de medición de exposición (3) comprende:

- una entrada (30) conectada a la salida (4) del circuito de etapa frontal (1) para recibir la señal de fotorreceptor,
- un condensador (C_s) conectado mediante un primer conmutador (S_s) a dicha entrada, estando dicho primer conmutador (S_s) configurado para desconectar dicho condensador (C_s) de dicha entrada,
- una fuente de corriente (10) en serie con un segundo conmutador (S_2), paralelo a dicho condensador (C_s), estando dicho segundo conmutador (S_2) configurado para controlar una descarga de dicho condensador (C_s).

3. Circuito de píxel según la reivindicación 2, en el que el circuito de medición de exposición (3) comprende un comparador de voltaje (11) que presenta una entrada de señal conectada a uno de entre el terminal del condensador (C_s) y una entrada de referencia conectada a un voltaje de referencia (V_{ref}).

4. Circuito de píxel según la reivindicación 3, en el que el comparador de voltaje (11) presenta:

- una entrada de señal conectada a uno de los terminales del condensador (C_s) y
- una entrada de referencia conectada a un conmutador de referencia (S_{ref}) configurado para conectar selectivamente dicha entrada de referencia a por lo menos dos voltajes de referencia ($V_{ref,h}$, $V_{ref,l}$).

5. Circuito de píxel según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el circuito detector de transitorios (2) comprende:

- un amplificador que presenta dos etapas inversoras de fuente común de terminación única con realimentación capacitiva separadas por un búfer seguidor, siendo un condensador (C_2) cargado por medio de la señal de fotorreceptor, y
- por lo menos un detector de umbrales (7, 8) está dispuesto para detectar si un voltaje sobre otro condensador (C_4) supera un valor de umbral.

6. Circuito de píxel según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, en el que el circuito de etapa frontal (1) comprende un circuito fotorreceptor (5) conectado al diodo (PD) único, comprendiendo el circuito fotorreceptor (5):

- una salida (50) para entregar la señal de fotorreceptor derivada de la exposición a la luz de dicho fotodiodo (PD) único,
- un primer transistor de fotorreceptor ($Mp1$) que presenta un drenaje y una puerta, estando la puerta de dicho primer transistor de fotorreceptor ($Mp1$) conectada a dicha salida (50),
- un transistor de fotorreceptor adicional ($Mp5$) que presenta un drenaje, una fuente y una puerta, estando la fuente de dicho transistor de fotorreceptor adicional ($Mp5$) conectada a dicho fotodiodo (PD) único y,

en el que dicho primer transistor de fotorreceptor y dicho transistor de fotorreceptor adicional presentan una fuente común.

7. Circuito de píxel según la reivindicación 6, en el que la puerta del transistor de fotorreceptor adicional ($Mp5$) está polarizada por un voltaje de polarización ($V_{bias,d}$) o está conectada a la fuente común del primer transistor

de fotorreceptor y del transistor de fotorreceptor adicional.

8. Circuito de píxel según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el circuito de etapa frontal (1) comprende asimismo una etapa de ganancia (6) para amplificar la señal de fotorreceptor entregada en la salida (4) del circuito de etapa frontal (1), comprendiendo dicha etapa de ganancia (6)

- una entrada conectada a la salida de un circuito fotorreceptor (5),
- una salida,
- un primer transistor de ganancia (Mg_1) que presenta un drenaje, una fuente y una puerta, estando la puerta del primer transistor de ganancia (Mg_1) conectada a la entrada de la etapa de ganancia, estando la fuente del primer transistor de ganancia (Mg_1) conectada a un voltaje de polarización ($V_{bias,ref}$) y estando el drenaje de dicho primer transistor de ganancia (Mg_1) conectado a la salida de dicha etapa de ganancia (6), y
- una pluralidad de transistores de ganancia (Mg_2, Mg_k) en serie, presentando cada transistor de ganancia (Mg_2, Mg_k) de la serie un drenaje, una fuente y una puerta, presentando cada uno de los transistores de ganancia (Mg_2, Mg_k) de la serie su drenaje conectado a su puerta, y presentando uno (Mg_2) de entre dicha pluralidad de transistores de ganancia en serie su drenaje conectado al drenaje del primer transistor de ganancia (Mg_1).

9. Sensor de imágenes que comprende una pluralidad de circuitos de píxel según cualquiera de las reivindicaciones anteriores.

10. Método de funcionamiento de un circuito de píxel según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, en el que un ciclo de medición de la exposición a la luz de un fotodiodo (PD) por medio del circuito de medición de exposición (3) es iniciado por la detección mediante el circuito detector de transitorios (2) de un cambio en la señal de fotorreceptor derivada de la intensidad de la luz incidente en dicho fotodiodo (PD).

11. Método de funcionamiento de un circuito de píxel según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, en el que un ciclo de medición de la exposición a la luz de un fotodiodo (PD) por medio del circuito de medición de exposición (3) también puede ser iniciado a través de una señal de control aplicada externamente independiente con respecto a cualquier detección en la señal de fotorreceptor derivada de la intensidad de la luz incidente en dicho fotodiodo (PD).

12. Método según la reivindicación 10 u 11, en el que la exposición a la luz del fotodiodo (PD) es medido determinando el tiempo para que el voltaje a través de un condensador de descarga (C_s) del circuito de medición de exposición (3) alcance por lo menos un voltaje de referencia ($V_{ref}, V_{ref,h}, V_{ref,l}$).

13. Método según la reivindicación 12, en el que está previsto un primer voltaje de referencia ($V_{ref,h}$) y un segundo voltaje de referencia ($V_{ref,l}$), siendo dicho primer voltaje de referencia ($V_{ref,h}$) mayor que dicho segundo voltaje de referencia ($V_{ref,l}$), y siendo la exposición a la luz del fotodiodo (PD) medida determinando y comparando:

- un primer espacio de tiempo correspondiente al tiempo para que el voltaje a través de un condensador de descarga (C_s) del circuito de medición de exposición (3) alcance dicho primer voltaje de referencia ($V_{ref,h}$), y
- un segundo espacio de tiempo correspondiente al tiempo para que el voltaje a través de dicho condensador de descarga (C_s) del circuito de medición de exposición (3) alcance dicho segundo voltaje de referencia ($V_{ref,l}$).

14. Método según las reivindicaciones 12 o 13, en el que, antes del ciclo de medición de la exposición, el condensador (C_s) del circuito de medición de exposición (3) es cargado por un voltaje correspondiente a la señal de fotorreceptor.

15. Método según cualquiera de las reivindicaciones 10 a 14, en el que el circuito de medición de exposición (3) comprende:

- una entrada conectada a la salida del circuito de etapa frontal (1) para recibir la señal de fotorreceptor,
- un condensador (C_s) conectado mediante un primer conmutador (S_s) a dicha entrada, estando dicho primer conmutador configurado para desconectar dicho condensador (C_s) de dicha entrada,
- una fuente de corriente (10) en serie con un segundo conmutador (S_2), paralelo a dicho condensador (C_s), estando dicho segundo conmutador (S_2) configurado para controlar una descarga de dicho condensador

(Cs),

y en el que el ciclo de medición de la exposición comprende por lo menos las etapas siguientes:

- 5 - abrir un primer conmutador (Ss) para desconectar el condensador de medición (Cs) de la entrada del circuito de exposición de medición (3),
- cerrar el segundo conmutador (S2) para permitir la descarga del condensador (CS),
- 10 - determinar el tiempo para que el condensador de descarga (Cs) de la exposición alcance por lo menos un voltaje de referencia (V_{ref} , $V_{ref,h}$, $V_{ref,l}$),
- determinar la exposición a la luz del fotodiodo (PD) a partir del tiempo de descarga determinado del condensador (Cs).

15

FIG 1

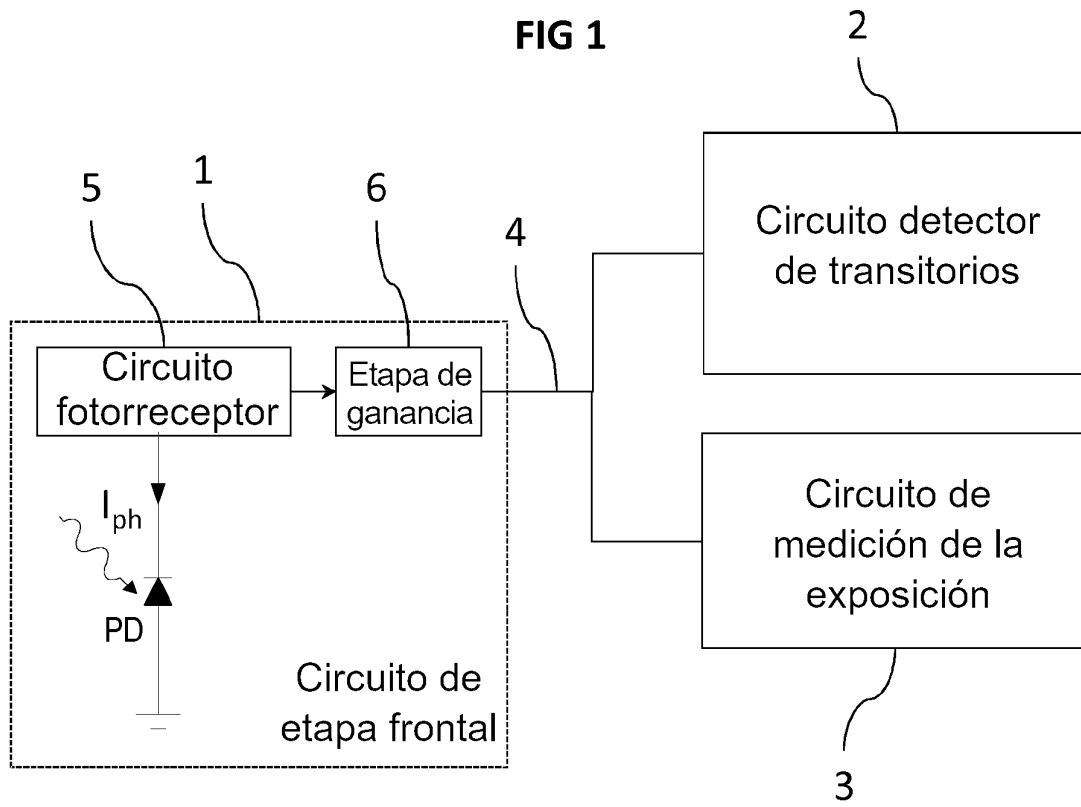


FIG 2

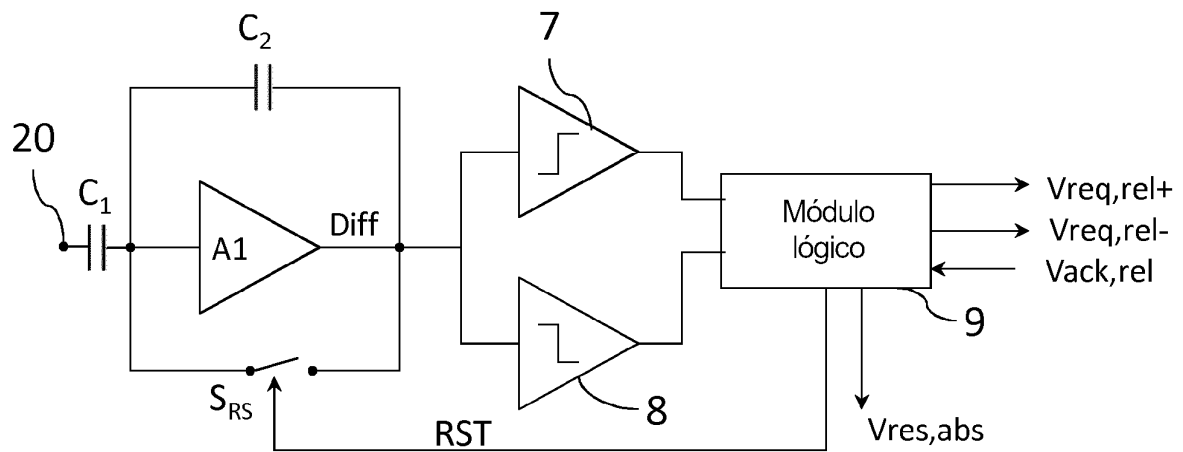


FIG 3

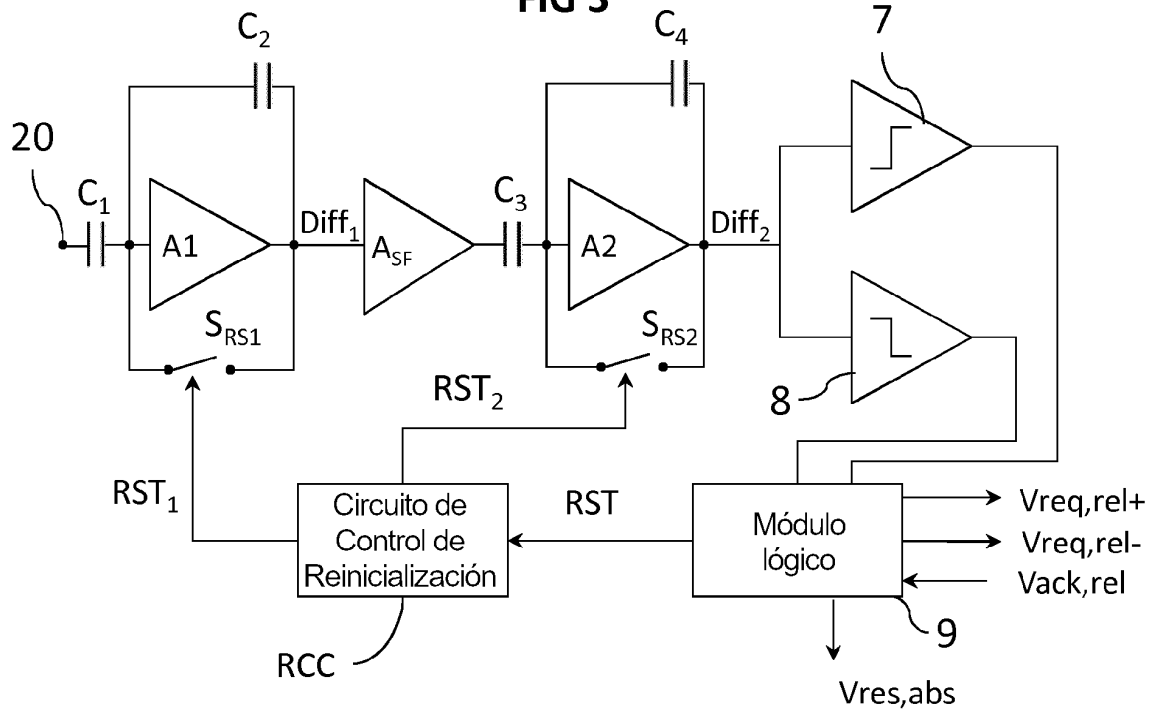


FIG 4

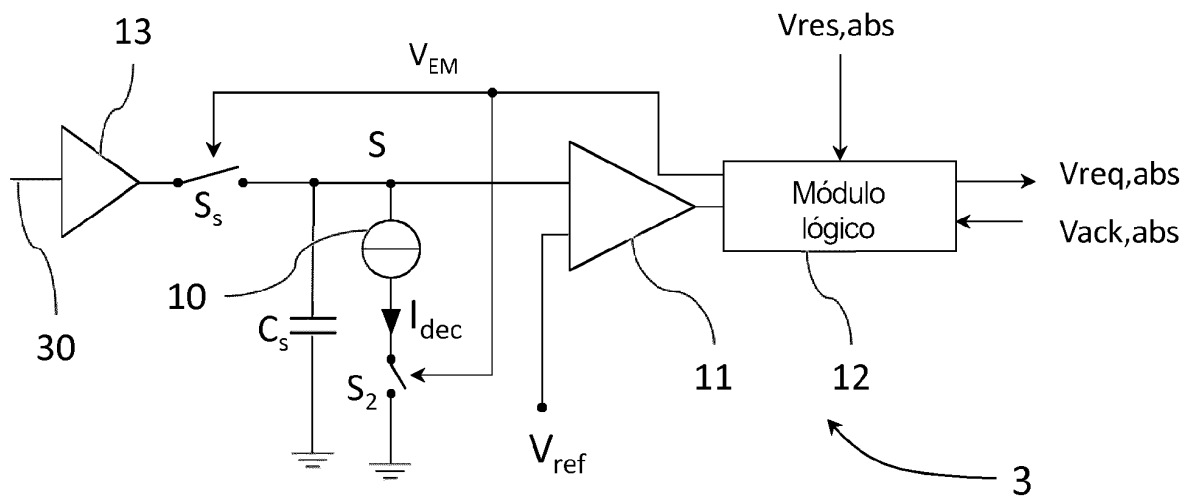


FIG 5

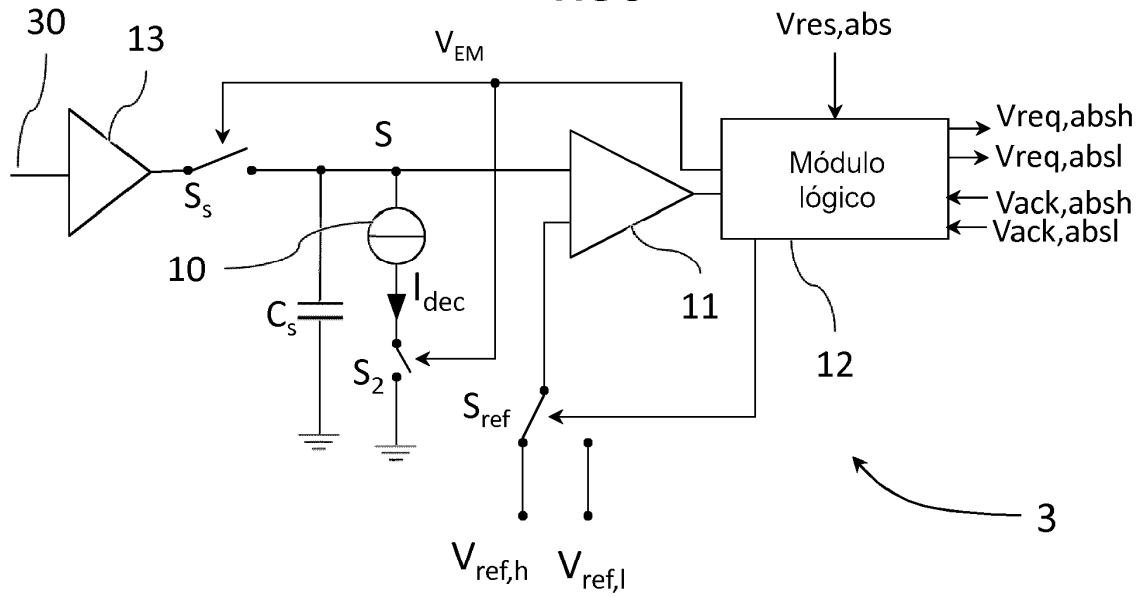
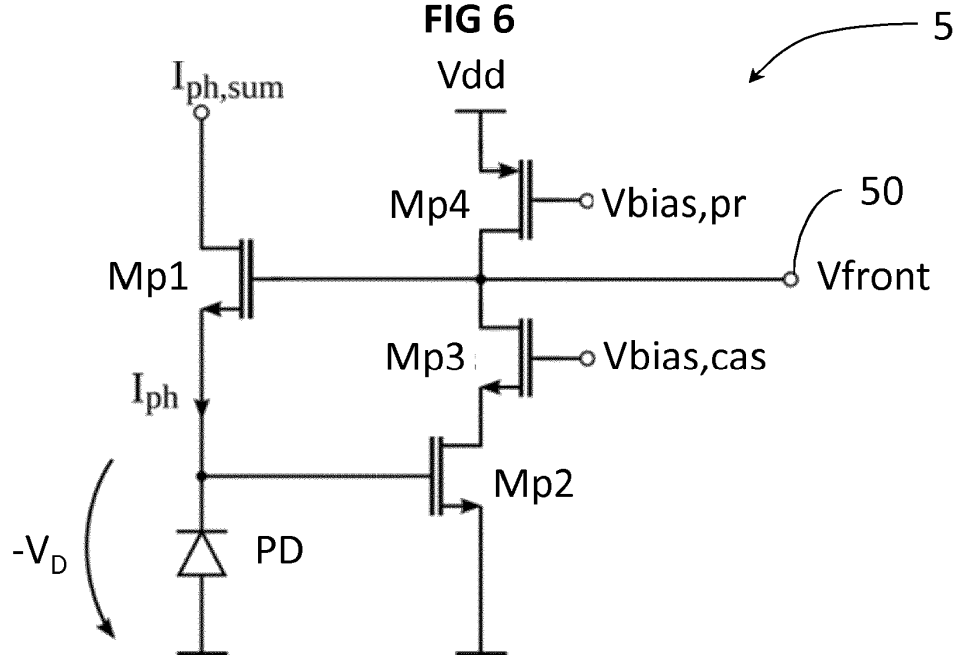


FIG 6



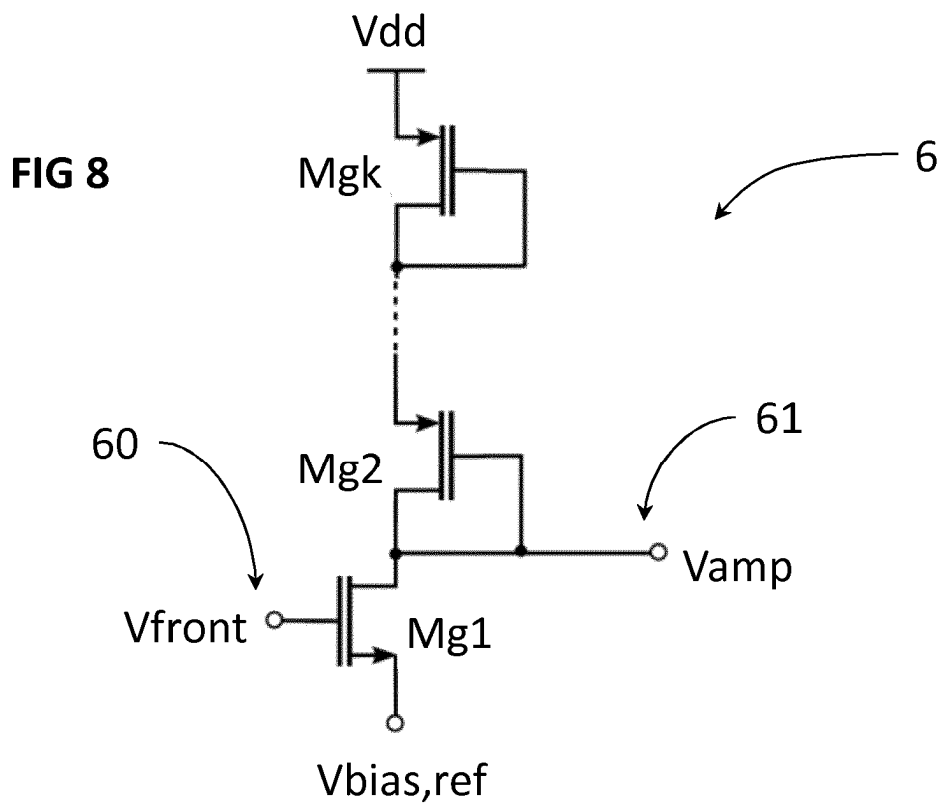
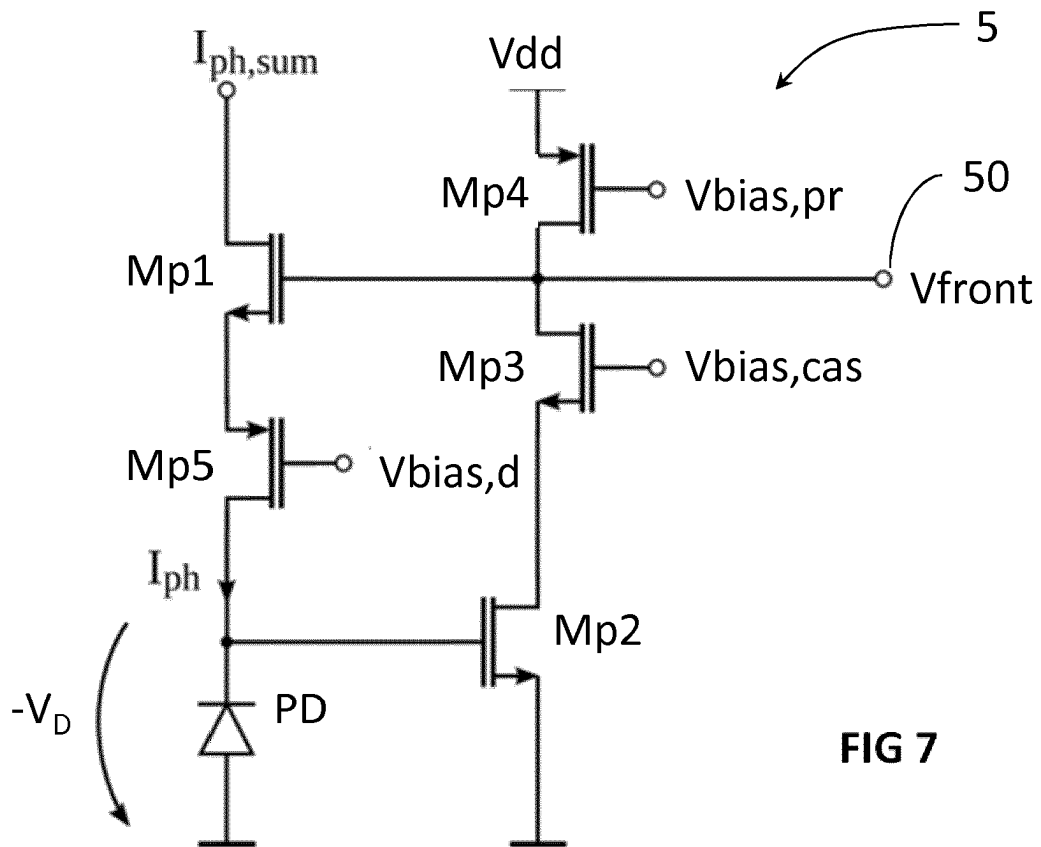


FIG 9

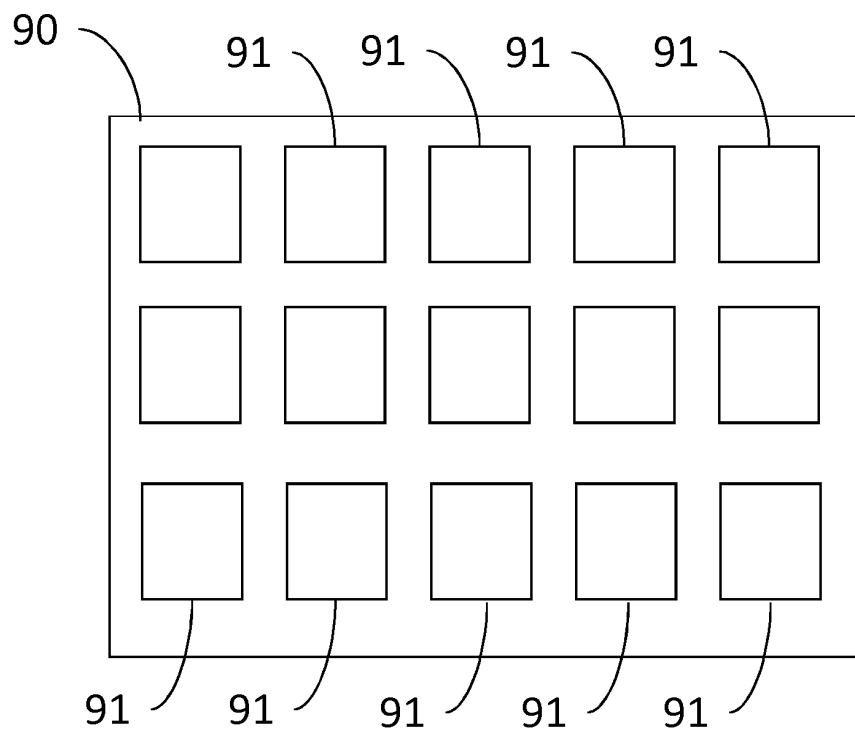


FIG 10

