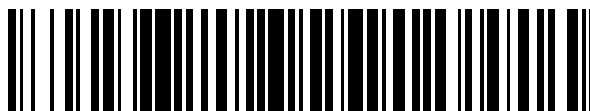


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 690 161**

51 Int. Cl.:

**H04N 5/243** (2006.01)

**H04N 5/335** (2011.01)

**H04N 5/3745** (2011.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **12.11.2013 E 16194589 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **19.09.2018 EP 3139592**

54 Título: **Método y dispositivo para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa en una matriz de fotosensores**

30 Prioridad:

**11.12.2012 ES 201231921**

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

**19.11.2018**

73 Titular/es:

**CONSEJO SUPERIOR DE INVESTIGACIONES  
CIENTÍFICAS (CSIC) (100.0%)**

**Serrano, 117  
28006 Madrid, ES**

72 Inventor/es:

**SERRANO GOTARREDONA, TERESA y  
LINARES BARRANCO, BERNABÉ**

74 Agente/Representante:

**UNGRÍA LÓPEZ, Javier**

ES 2 690 161 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

Método y dispositivo para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa en una matriz de fotosensores

5

**Objeto de la invención**

La presente invención describe un método y dispositivo para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa en una matriz de fotosensores que soluciona la problemática asociada a las invenciones del estado de la técnica mediante un método y dispositivo que reemplaza las etapas previas a la etapa de condensadores conmutados por una secuencia de etapas amplificadoras de transimpedancia y transconductancia con espejos de corriente, el primero de ellos de ganancia variable cuya ganancia se ajusta en función del promedio de luz ambiente calculado mediante un sistema de control automático de ganancia común para todos los píxeles. Se consigue así reducir el área del píxel, su consumo y se consiguen sensibilidades al contraste de alrededor del 1 %.

10

15

La presente invención se enmarca en el campo de los sensores para visión artificial, y en particular dentro del concepto de los denominados sensores de diferencia temporal o "Sensores Dinámicos de Visión", "Dynamic Vision Sensor" (DVS) en inglés.

20

**Antecedentes de la invención**

Los sensores DVS son cámaras en las que cada píxel genera un evento cada vez que la luz que incide sobre él ha cambiado en una proporción fija desde que este generara el evento anterior. El evento será positivo si la luz aumentó, o negativo si disminuyó. De esta manera, el sensor genera un flujo de eventos en el tiempo, donde cada evento está definido por la terna (x,y,s), donde (x,y) son las coordenadas del píxel en la matriz y 's' el signo del evento. Este flujo de eventos representa la escena visual cambiante captada por el sensor. Este concepto de sensor fue originalmente introducido por Kramer ((J. Kramer, "An Integrated Optical Transient Sensor," IEEE Transactions on Circuits and Systems, Part-II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 49, No. 9, pp. 612-628, Sep. 2002) y (J. Kramer, "An on/off transient imager with event-driven, asynchronous read-out," IEEE Int. Symp. On Circuits and Systems, ISCAS 2002, vol. II, pp. 165-168, 2002)), pero su realización práctica planteaba un severo desapareamiento entre el comportamiento de los píxeles, lo cual limitaba la máxima sensibilidad al contraste temporal que se podía alcanzar a valores de entorno al 30 % (P. Lichtsteiner, et al, "Improved ON/OFF Temporally Differentiating Address-Event Imager," Proceedings of the 2004 11th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, 2004. ICECS 2004, pp. 211-214). Para mejorar este estado de la técnica, Lichtsteiner propuso posteriormente un sensor mejorado introduciendo una etapa de condensadores conmutados autotemporizada con dos condensadores (US 5168461) que proporcionaba un inferior desapareamiento entre el comportamiento de los píxeles, haciendo así posible que se alcanzaran sensibilidades al contraste temporal del orden del 15 % ((P. Lichtsteiner, et al, "A 128x128 120 dB 15µs Latency Asynchronous Temporal Contrast Vision Sensor," IEEE J. Solid-State Circ., vol. 43, No. 2, pp. 566-576, Feb. 2008) y (US 7728269 B2)).

25

30

35

40

Sin embargo, la etapa de condensadores conmutados requería que los dos condensadores tuvieran un valor muy dispar, lo cual en una realización de circuito integrado se traduce en que requieren un área apreciable dentro del área de cada píxel. En el sensor fabricado por Lichtsteiner ((P. Lichtsteiner, et al, "A 128x128 120 dB 15µs Latency Asynchronous Temporal Contrast Vision Sensor," IEEE J. Solid-State Circ., vol. 43, No. 2, pp. 566-576, Feb. 2008) y (US 7728269 B2)) estos condensadores ocupaban aproximadamente dos tercios del área total del píxel. Por consiguiente, al ser los píxeles grandes, el chip ocupa un área grande y es costoso económicamente. Con el objeto de mejorar este nuevo estado de la técnica, Leñero (J. A. Leñero-Bardallo, et al, "A 3.6µs Asynchronous Frame-Free Event-Driven Dynamic-Vision-Sensor," IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 46, No. 6, pp. 1443-1455, Junio 2011) propuso reducir la disparidad entre el valor de los condensadores a la vez que introducía una etapa amplificadora de tensión de área muy reducida previa a la de condensadores conmutados, consiguiendo así reducir el área del píxel, así como mejorar ligeramente la sensibilidad al contraste temporal hasta valores de en torno al 10 %. Sin embargo, esta etapa amplificadora presentaba un alto consumo y deterioraba ligeramente el desapareamiento entre el comportamiento de los píxeles.

45

50

55

Para explicar la mejora que supone la presente invención respecto del estado de la técnica, se ha tomado como referencia el sensor de Lichtsteiner (US7728269 B2), cuyo diagrama de píxel simplificado se muestra en la figura 1. La luz detectada por el fotodiodo D se transforma en la fotocorriente  $I_{ph}$ . Los transistores T1 a T4 transforman logarítmicamente  $I_{ph}$  a la tensión  $V_{P1} = V_{offset} + V_o \log(I_{ph})$  en el nodo P1. La fotocorriente  $I_{ph}$  que circula a través del transistor T4 y que sale por su nodo drenador P0, que se comparte por todos los píxeles de la matriz, se suma en el bloque sumador de corrientes  $\Sigma I$ , que suma así las fotocorrientes de todos los píxeles en la matriz. Esta suma se emplea después para ajustar automáticamente la compuerta del transistor T3 en los píxeles para minimizar el consumo del amplificador T1-T3 adaptándolo a la luz ambiente (US 2004/065876). Los transistores T5a y T5b copian  $V_{P1}$  al nodo P2. En la mejora de Leñero estos dos transistores se reemplazan por una etapa amplificadora de tensión con ganancia  $A_v$ , de manera que la tensión en P2 sería  $V_{P2} = A_v(V_{offset} + V_o \log(I_{ph}))$ , siendo  $A_v=1$  para la realización de Lichtsteiner y  $A_v>1$  para la realización de Leñero. El circuito de condensadores conmutados formado por los condensadores C1 y C2 y los transistores T6 a T8, copia a P3 la variación de tensión en P2 desde un

60

65

instante anterior de reseteo  $t_1$ , multiplicado por la ganancia capacitiva  $A_C=C2/C1$ . Así  $V_{P3}(t) = A_C(V_{P2}(t) - V_{P2}(t_1)) = A_C A_V V_o \log(I_{ph}(t)/I_{ph}(t_1))$ . Los transistores T9 a T11 detectan si  $V_{P3}(t)$  supera un determinado umbral positivo  $V_{R+}$ , y si es así, generan un evento positivo (ON). Los transistores T12 a T14 detectan si  $V_{P3}(t)$  baja por debajo de un umbral negativo  $V_{R-}$ , y si es así, generan un evento negativo (OFF). Cada vez que el píxel genera un evento, se produce un reseteo del condensador C1 mediante el transistor de reset T7. Así el píxel genera un evento positivo en el instante  $t_2$  si  $V_{P3}(t_2) \geq V_{R+} = A_C A_V V_o \log(I_{ph}(t_2)/I_{ph}(t_1))$ , y un evento negativo si  $V_{P3}(t_2) \leq V_{R-} = A_C A_V V_o \log(I_{ph}(t_2)/I_{ph}(t_1))$ . Esto puede expresarse también como  $\Delta I/I = \exp((V_{R+/-})/(A_C A_V V_o)) - 1 = \theta_{+/-}$ . Donde el parámetro  $\theta_{+/-}$  representa la sensibilidad al contraste positivo o negativo. El valor mínimo que se pueda ajustar para esta sensibilidad al contraste viene dado por la dispersión entre píxeles de los parámetros  $V_{R+/-}$ ,  $A_C$ ,  $A_V$  y  $V_o$ . El parámetro  $V_o$  es normalmente función de constantes físicas y no sufre dispersión de píxel a píxel en el mismo chip. La dispersión de los parámetros  $V_{R+/-}$  viene dada por la dispersión en el comportamiento del amplificador T6 y T8 y de los comparadores de tensión (transistores T9 a T11 y T12 a T14) y es normalmente alto debido a que el amplificador T6 y T8 y los comparadores se hacen pequeños para reducir el área total del píxel. El impacto del alto desapareamiento del amplificador y de los comparadores se reduce haciendo el producto del denominador  $A_C A_V$  alto. En el estado de la técnica de Lichtsteiner  $A_V=1$ , por lo que era obligatorio hacer  $A_C$  lo más grande posible. Por ejemplo, en la realización de Lichtsteiner (P. Lichtsteiner, et al, "A 128x128 120 dB 15 $\mu$ s Latency Asynchronous Temporal Contrast Vision Sensor," *IEEE J. Solid-State Circ.*, vol. 43, No. 2, pp. 566-576, Feb. 2008) se le dio un valor de 20. El parámetro  $A_C$  también sufre de dispersión de píxel a píxel, pero es reducida ya que en circuitos integrados las relaciones entre capacidades de condensadores sufren baja dispersión (típicamente por debajo del 1 %). En la realización de Leñero, el parámetro  $A_V$  también introduce dispersión. Sin embargo, el parámetro  $A_C$  se pudo reducir a 5 mientras que  $A_V$  se fijó entorno a 25. De esta manera el producto era 125, lo cual mejoraba la sensibilidad al contraste total a pesar de aumentar ligeramente la dispersión. Sin embargo, la etapa extra amplificadora aumentaba muchísimo el consumo del píxel (por encima de un factor 10).

Por tanto, el estado de la técnica plantea el problema de que la sensibilidad al contraste no se puede mejorar sin aumentar el área de los píxeles o sin aumentar el consumo de potencia. La presente invención, para solventar los problemas asociados al estado de la técnica, hace uso de amplificadores de transimpedancia mediante conexión de transistores MOS, polarizados en inversión débil y en configuración diodo, conectados en serie (WO2012/160230).

### 30 Descripción de la invención

En la presente invención se presenta un método y dispositivo que resuelve el problema planteado por el estado de la técnica. Para ello la presente invención plantea conseguir una amplificación previa  $A_V$  que no presente dispersión entre los píxeles de la matriz del sensor, que emplea amplificadores de transimpedancia mediante conexión de transistores MOS polarizados en inversión débil en configuración diodo conectados en serie. Sin embargo, cuando se conectan en serie varios transistores MOS polarizados en inversión débil en configuración diodo, hay que asegurar que la corriente de operación no sea excesivamente baja para que la operación del circuito no sea lenta, debido a las capacidades parásitas que introducen los transistores MOS. Por ejemplo, para los tamaños típicos que se emplearían en los píxeles de un sensor dinámico de visión (DVS), habría que asegurar que la corriente de operación estuviera entorno a entre  $1nA$  a  $100nA$ . Esto garantizaría una velocidad de respuesta por debajo del mili segundo para cada píxel, lo cual permitiría al DVS poder usarse en aplicaciones de alta velocidad, que es cuando resulta competitivo con respecto a las cámaras convencionales basadas en fotogramas. Por otro lado, esta corriente tampoco debe ser demasiado elevada ya que eso haría que los transistores MOS dejaran de estar polarizados en inversión débil. Para garantizar que los transistores MOS polarizados en inversión débil y en configuración diodo conectados en serie operen a corrientes altas (entorno a entre  $1nA$  a  $100nA$ ), estos no se pueden hacer operar directamente con las fotocorrientes que generan los fotodiodos, que típicamente varían en función de la luz ambiente entre 1 femto amperio a 1 nano amperio. Por ello, la presente invención incluye en cada píxel una etapa de amplificación de la corriente con una ganancia  $A_I$  que se adapta al promedio de luz detectada por todos los píxeles  $\langle I_{ph} \rangle$ . De esta manera la corriente de operación del amplificador de transimpedancia basado en la conexión en serie de transistores MOS polarizados en inversión débil y en configuración diodo se mantiene a un nivel de corriente promedio  $\langle A_I I_{ph} \rangle$  entre todos los píxeles que sea constante e igual a una corriente de referencia fijada con anterioridad  $I_{b1}$  que esté típicamente entre  $1nA$  y  $100nA$ . Para ello la presente invención incluye un mecanismo de control automático de la ganancia que por un lado detecta en cada instante la luz promedio incidente en la matriz de píxeles  $\langle I_{ph} \rangle$  y por otro ajusta la ganancia de la etapa amplificadora de corriente  $A_I$  de todos los píxeles para que el promedio  $\langle A_I I_{ph} \rangle$  sea igual a una referencia constante  $I_{b1}$  fijada por el usuario, típicamente entre  $1nA$  a  $100nA$ .

Así, un primer objeto de la presente invención es un dispositivo de circuito integrado para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa en una matriz de fotosensores según la reivindicación 1.

En una realización particular de la invención, se ha previsto que el fotosensor sea un fotodiodo, pero se podría utilizar cualquier otro dispositivo fototransductor que proporcione una fotocorriente a partir de la luz incidente en él.

En otra realización particular de la invención, cada píxel comprende al menos un bloque de amplificación adicional colocado entre la salida del primer amplificador de transimpedancia y la entrada del circuito de condensadores conmutados. Estos bloques estarán conectados en cascada o iteración entre ellos. Además, la entrada del primer bloque de amplificación adicional se conecta a la salida del amplificador de transimpedancia del píxel y la salida del

último bloque de amplificación adicional se conecta al primer condensador del circuito de condensadores conmutados. Cada uno de los bloques, a su vez, al menos comprende un amplificador de transconductancia, un espejo de corriente de ganancia fija conectado a la salida del amplificador de transconductancia y un amplificador de transimpedancia adicional con al menos dos transistores MOS polarizados en inversión débil y colocados en serie, cada transistor MOS estando en configuración diodo. Este amplificador de transimpedancia adicional estará conectado a la salida del espejo de corriente de ganancia fija. Si solo hubiese un único bloque de amplificación adicional, se entiende que será la entrada de este bloque la que se conecte a la salida del primer amplificador de transimpedancia del pixel y que será la salida de este mismo bloque la que se conecte a la entrada del primer condensador del circuito de condensadores conmutados.

En otra realización particular de la invención, cuando se ha previsto la inclusión de más de un bloque de amplificación adicional, dichos bloques se conectan entre ellos en cascada o iteración. La conexión del segundo bloque y sucesivos con el bloque inmediatamente anterior se realiza, mediante la conexión del terminal compuerta del amplificador de transconductancia de cada bloque con la salida del amplificador de transimpedancia del bloque previo. Así se consigue aumentar la amplificación aportada a la tensión logarítmica del espejo de corriente de ganancia ajustable.

Nótese que en las realizaciones en las que se hace uso de bloques de amplificación adicional, el circuito de condensadores conmutados no se conecta directamente a la salida del primer amplificador de transimpedancia del pixel, sino a la salida del amplificador de transimpedancia del último bloque conectado en cascada o iteración.

En otra realización particular de la invención, el espejo de corriente de ganancia ajustable está formado por al menos un transistor MOS de entrada, un transistor MOS de salida y un amplificador inversor de tensión. Dicho transistor MOS de entrada se ha diseñado, en otra realización más particular, de manera que su terminal de compuerta esté conectado a una tensión  $V_G$  fijada previamente por un usuario desde el exterior del dispositivo, que será común a todos los píxeles de la matriz, su terminal drenador se conecte al fotodiodo y su terminal fuente se conecte a la salida del amplificador inversor de tensión. Además, también se ha previsto que en otra realización particular de la invención el transistor MOS de salida del espejo de corriente de ganancia ajustable se haya diseñado de manera que su terminal fuente esté conectado con el terminal fuente del transistor MOS de entrada, su terminal de compuerta esté conectado a una tensión  $V_{GA}$  que se fija mediante el circuito de control automático de ganancia y su terminal drenador actúe como salida del espejo de corriente de ganancia ajustable y se conecte a la entrada del primer amplificador de transimpedancia.

En otra realización particular de la invención, para cada píxel cuyo primer detector de umbral determina que la tensión ha sobrepasado el umbral superior o cuyo segundo detector de umbral ha determinado que la tensión ha bajado por debajo de un umbral inferior, el bloque arbitrador y codificador de eventos comprende un procesador para la determinación de unas coordenadas  $x$  e  $y$  correspondientes a la posición del píxel en la matriz y para la generación de un evento con signo  $s$ , estando determinado el signo  $s$  por el primer y segundo detector de umbral, generando una palabra que codifica en binario el conjunto formado por las coordenadas  $(x,y)$  y el signo  $s$ . Concretamente, el primer detector generará una señal de signo positivo cuando se haya sobrepasado el umbral superior y el segundo detector generará una señal de signo negativo cuando se baje por debajo del umbral inferior.

En otra realización particular de la invención, el bloque de ajuste automático de la amplificación de la fotocorriente es un circuito de control automático de ganancia que al menos comprende:

- a) una réplica del transistor colector de uno de los píxeles.
- b) una réplica del espejo de corriente de ganancia ajustable del píxel en el cual su transistor MOS de entrada tiene su compuerta conectada a la tensión  $V_G$  y su salida se conecta a una primera referencia de corriente  $I_{b1}$ ;
- c) un primer amplificador de tensión diferencial cuya entrada negativa se conecta a la salida del espejo y a la referencia de corriente  $I_{b1}$ , cuya entrada positiva se conecta a una referencia de tensión, y cuya salida se conecta a la compuerta del transistor MOS de salida, generando la tensión  $V_{GA}'$ ;
- d) un segundo amplificador de tensión diferencial conectado en configuración de ganancia unidad que copia la tensión  $V_{GA}'$  a los terminales de compuerta  $V_{GA}$  de los transistores de salida de los espejos de corriente de ganancia ajustable de los píxeles.

En otra realización particular de la invención, en el bloque de ajuste automático de la amplificación de la fotocorriente, siempre que los píxeles incluyan al menos un bloque de amplificación adicional, se dispone de un segundo transistor MOS de salida del espejo de ganancia ajustable que comparte los terminales de compuerta y fuente con el primer transistor MOS de salida, y cuyo terminal drenador constituye una segunda salida del espejo. A esta salida se conecta una etapa para el ajuste de los bloques de amplificación adicional en los píxeles. Esta etapa de ajuste adicional para el ajuste de los bloques de amplificación adicional de los píxeles comprende: una etapa de amplificación de transimpedancia que es una réplica del primer amplificador de transimpedancia en los píxeles, un amplificador de transconductancia que es una réplica del primer amplificador de transconductancia en los píxeles, un amplificador de tensión diferencial y una referencia de corriente  $I_{b2}$ . Estos elementos de la etapa para el ajuste de los bloques de amplificación adicional en los píxeles están conectados de la siguiente manera: el nodo de entrada de la etapa de ajuste adicional es el nodo del amplificador de transimpedancia generando en él una tensión logarítmica;

a este nodo se conecta también la compuerta del amplificador de transconductancia cuya fuente comparte el nodo  $V_{Q1}$  con las fuentes de los amplificadores de transconductancia de todos los píxeles, y cuyo drenador se conecta a una referencia de corriente  $I_{b2}$ ; este drenador se conecta a la entrada negativa del amplificador de tensión diferencial, cuya entrada positiva se conecta a una referencia de tensión, y cuya salida se conecta al nodo  $V_{Q1}$ .

5 En otra realización particular de la invención, si los píxeles contuvieran un segundo bloque de amplificación adicional para aumentar la amplificación de la tensión logarítmica, el bloque para el ajuste automático de la amplificación de la fotocorriente contiene una segunda etapa de ajuste adicional para el ajuste de dicho segundo bloque de amplificación adicional en los píxeles, a cuyo nodo de entrada se conectaría la referencia en corriente  $I_{b2}$ .

10 En otra realización particular de la invención, si los píxeles contuvieran más bloques de amplificación adicional en cascada o iteración, se añadirán en igual número y en cascada o iteración en el bloque de ajuste automático de la amplificación de la fotocorriente más etapas de ajuste adicional para el ajuste de estos "bloques de amplificación adicional" en los píxeles

15 En otra realización particular de la invención, a la salida del último amplificador de transimpedancia adicional que hubiera en los píxeles, se conecta la etapa de condensadores conmutados.

20 En otra realización particular de la invención, se conecta a la salida de dicho primer condensador una etapa de condensadores conmutados, formada por un amplificador de tensión, un segundo condensador en realimentación y un transistor MOS que actúa de llave de reset en paralelo con el segundo condensador, para añadir una amplificación adicional en tensión y calcular una diferencia en la tensión entre dos instantes consecutivos de reset.

25 Un segundo objeto de la presente invención es un método para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa en una matriz de fotosensores según la reivindicación 11.

30 En otra realización particular de la invención, tras convertir la corriente  $A_i/I_{ph}$  previamente adaptada a una tensión y como etapa previa a determinar en el circuito de condensadores conmutados una diferencia de tensión  $\Delta V = V(t_2) - V(t_1)$ , el método objeto de la presente invención ha previsto amplificar la tensión proveniente de la conversión de la corriente  $A_i/I_{ph}$  mediante el al menos un bloque de amplificación adicional.

### Descripción de las figuras

35 Figura 1.- Muestra un ejemplo de realización del sensor de matriz de fotodiodos para la detección de escenas visuales dependientes del tiempo de Lichtsteiner descrito en la patente US7728269 B2 y perteneciente al estado de la técnica.

Figura 2.- Muestra un ejemplo de realización del dispositivo de circuito integrado para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa en una matriz de fotosensores objeto de la presente invención.

40 Figura 3.- Muestra una realización particular de uno de los píxeles que conforma la matriz de píxeles del sensor mostrado en la figura 2.

Figura 4.- Muestra otra realización particular de uno de los píxeles que conforma la matriz de píxeles del sensor mostrado en la figura 2 en el que dicho píxel dispone de un bloque de amplificación adicional.

45 Figura 5.- Muestra un ejemplo de realización del circuito de control automático de ganancia del sensor mostrado en la figura 2.

Figura 6.- Muestra un ejemplo de realización del circuito de control automático de ganancia del sensor mostrado en la figura 2, en el que dicho circuito dispone de dos etapas de ajuste adicional.

Figura 7.- Muestra el diagrama de flujo de un ejemplo de realización del método objeto de la presente invención que hace uso del dispositivo mostrado en la figura 2.

50 Figura 8.- Muestra un amplificador de transimpedancia de  $N_i$  transistores MOS polarizados en inversión débil en configuración diodo y conectados en serie de los empleados en la presente invención. Este tipo de transistores están descritos en la patente ES 201130862.

### Ejemplos

55 Seguidamente se realizan, con carácter ilustrativo y no limitativo, una descripción de varios ejemplos de realización de la invención, haciendo referencia a la numeración adoptada en las figuras.

60 En un primer ejemplo de realización del dispositivo objeto de la presente invención, la figura 2 muestra un dispositivo de circuito integrado para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa en una matriz de fotosensores. Dicho dispositivo consta de una matriz (1) bidimensional (esta matriz también podría ser unidimensional) de píxeles que a su vez consta de una pluralidad (x,y) de píxeles (6), de un bloque arbitrador y codificador de eventos (2), que además comunica los eventos al exterior del aparato conectado a todos y cada uno de los píxeles (6) y de un bloque para el ajuste automático de ganancia en corriente AGC (3) conectado a la matriz (1). Dicha conexión entre la matriz (1) y el bloque AGC (3) se realiza mediante la interposición de un transistor MOS (4) y un condensador (5) conectados a una tensión  $V_{avg}$  que fija una representación del promedio espacio-temporal de las fotocorrientes generadas en la matriz (1) de píxeles, obteniéndose a la salida del bloque AGC (3) las

tensiones  $V_{GA}$  y  $V_{Qi}$ , donde  $i$  varía de 1 a  $n$ , siendo  $n$  el número total de bloques de amplificación de transimpedancia que usan los píxeles (6).

5 Las figuras 3 y 4 muestran dos realizaciones particulares de un píxel (6) que conforma la matriz de píxeles (1) de la figura 2. En ambas realizaciones preferentes, el píxel (6) comprende un fotodiodo  $D_1$ , dos condensadores  $C_3$  y  $C_4$ , y una serie de transistores etiquetados  $T_i$  donde el índice "i" toma los valores numéricos del 1 al 15 más opcionalmente letras  $a, b, c, o d$ . El fotodiodo  $D_1$  proporciona una fotocorriente  $I_{ph1}$  proporcional a la luz incidente en el píxel (6). Los transistores  $T_{11}$  a  $T_{31}$  constituyen un amplificador de tensión (7) de entrada  $V_1$  y salida  $V_2$  que se conecta a las fuentes de los transistores PMOS  $T_{4a1}$ ,  $T_{4b1}$  y  $T_{51}$ . Este amplificador de tensión (7) junto con el transistor  $T_{4a1}$  constituyen la rama de entrada de un espejo de corriente (8) que recibe como entrada la fotocorriente  $I_{ph1}$ , a la vez que consigue fijar la tensión  $V_1$  a un valor constante. El espejo de corriente (8) presenta dos ramas de salida formadas por los transistores  $T_{4b1}$  y  $T_{51}$ . La rama de salida formada por el transistor  $T_{4b1}$  presenta ganancia unidad ya que  $T_{4b1}$  comparte la tensión de compuerta con el transistor de la rama de entrada  $T_{4a1}$  y los transistores  $T_{4a1}$  y  $T_{4b1}$  se hacen del mismo tamaño. Opcionalmente, se podría cambiar esta ganancia unidad por otra superior o inferior, bien cambiando la proporción de tamaños entre  $T_{4a1}$  y  $T_{4a2}$ , bien conectándolos a tensiones de compuerta diferentes, si por consideraciones de diseño fuera conveniente. Sin pérdida de generalidad, se ha considerado aquí que la ganancia es la unidad. Por tanto  $T_{4b1}$  proporciona una copia de la fotocorriente  $I_{ph1}$ . Esta corriente se lleva al transistor  $T_{4c1}$ , conectado en configuración diodo entre los nodos  $V_{s1}$  y  $V_{avg}$ , que se comparten ambos entre todos los píxeles de la matriz. De esta manera en el nodo compartido  $V_{avg}$  se forma una tensión que depende del promedio de las fotocorrientes entre todos los píxeles. El transistor  $T_{51}$  que forma la segunda rama de salida del espejo de corriente proporciona una corriente amplificada  $A_1 I_{ph1}$ , donde la amplificación de corriente viene determinada por la diferencia entre las tensiones de compuerta  $V_G$  y  $V_{GA}$ . Esta diferencia de tensiones, que es común para todos los píxeles (6) ya que todos ellos comparten estas dos tensiones, la fija el bloque de control automático de ganancia (3) que se describe más abajo. La fotocorriente así amplificada  $A_1 I_{ph1}$  se conecta a un amplificador de transimpedancia (9) formado por los transistores  $T_{6a1}$  a  $T_{6d1}$ , cada uno de ellos en configuración diodo, y que deben estar polarizados en inversión débil. La tensión  $V_{o1}$  es la tensión de salida de esta etapa de transimpedancia y presenta un valor  $V_{o1} = N_1 V_o \log(A_1 I_{ph1} / I_s)$ , donde en este ejemplo de realización particular el número de transistores en el amplificador de transimpedancia es  $N_1 = 4$ . En el ejemplo de realización mostrado en la figura 3, esta tensión de salida  $V_{o1}$  se conecta a la entrada de la etapa de condensadores conmutados (14) formada por los condensadores  $C_3$  y  $C_4$  y los transistores  $T_{10a1}$ ,  $T_{10b1}$  y  $T_{111}$ .

El circuito de condensadores conmutados (14) formado por los condensadores  $C_3$  a  $C_4$  y los transistores  $T_{10a1}$ ,  $T_{10b1}$  y  $T_{111}$ , copia a  $V_{diff1}$  la variación de tensión en  $V_{o1}$  desde un instante anterior de reseteo  $t_1$ , multiplicado por la ganancia capacitiva  $A_{C1} = C_4 / C_3$ . Así  $V_{diff1}(t) = A_{C1}(V_{o1}(t) - V_{o1}(t_1)) = A_{C1} N_1 V_o \log(I_{ph1}(t) / I_{ph1}(t_1))$ . Fíjese que en esta expresión han desaparecido todos los parámetros susceptibles de grandes dispersiones de píxel a píxel, quedando tan solo la amplificación capacitiva  $A_{C1}$  que presenta baja dispersión, los números  $N_i$  que no tienen dispersión, y el parámetro físico  $V_o$  que presenta baja dispersión. Los transistores  $T_{121}$  y  $T_{131}$  detectan si  $V_{diff1}$  supera un determinado umbral positivo  $V_{R+}$ , generando un evento positivo (ON). Los transistores  $T_{141}$  a  $T_{151}$  detectan si  $V_{diff1}$  baja por debajo de un umbral negativo  $V_{R-}$ , generando un evento negativo (OFF). Cada vez que el píxel (6) genera un evento, se produce un reseteo del condensador  $C_3$  mediante el transistor de reset  $T_{111}$ . Así el píxel (6) genera un evento positivo en el instante  $t_2$  si  $V_{R+} = A_{C1} N_1 V_o \log(I_{ph1}(t_2) / I_{ph1}(t_1))$ , y un evento negativo si  $V_{R-} = A_{C1} N_1 V_o \log(I_{ph1}(t_2) / I_{ph1}(t_1))$ . Esto puede expresarse también como  $\Delta I / I = \exp((V_{R+/-}) / (A_{C1} N_1 V_o)) - 1 = \theta / -$ .

En el ejemplo de realización del píxel mostrado en la figura 4 se ha optado por añadir una segunda etapa de amplificación añadiendo un bloque de amplificación adicional (10). Para ello se requiere añadir una etapa de transconductancia (11), un espejo de corriente (12) y un segundo amplificador de transimpedancia (13). La etapa de transconductancia (11) la constituye el transistor MOS  $T_{71}$  polarizado en inversión débil que proporciona una corriente  $I_2 = I_s \exp((V_{o1} - V_{Q1}) / V_o)$ . El espejo de corriente (12) lo constituyen en este caso y sin pérdida de generalidad los transistores  $T_{8a1}$  a  $T_{8c1}$  y estos copian la corriente presente en la rama de entrada  $I_2$  a la rama de salida. La ganancia o atenuación en este proceso de copia viene dado por la proporción relativa en los tamaños de los transistores  $T_{8b1}$  y  $T_{8c1}$ . Sin pérdida de generalidad, se ha considerado que los transistores  $T_{8b1}$  y  $T_{8c1}$  son del mismo tamaño, por lo que la ganancia del espejo (12) será la unidad. Así, el espejo (12) proporciona una corriente igual a  $I_2$ . Esta corriente ataca a una segunda etapa de transimpedancia (13) formada en este caso por tres transistores que son  $T_{9a1}$ ,  $T_{9b1}$  y  $T_{9c1}$  que proporciona una tensión de salida  $V_{o2} = N_2 N_1 V_o \log(A_1 I_{ph1} / I_s)$ , donde en este ejemplo de realización particular el número de transistores en el segundo amplificador de transimpedancia (13) es  $N_2 = 3$ . El bloque de amplificación adicional (10) constituido por los transistores  $T_{71}$ ,  $T_{8i1}$ ,  $T_{9j1}$ , se puede volver a repetir tantas veces como se necesite y resulte viable, para así aumentar el factor de amplificación en la tensión final de salida de la última etapa de transimpedancia. Esta salida se conecta al circuito de condensadores conmutados (14). La Figura 4 muestra el ejemplo en el que el número de amplificadores de transimpedancia es  $n = 2$ , puesto que solo hay un bloque de amplificación adicional (10), y por tanto la salida de la última etapa es  $V_{o2}$ . No obstante, colocando más bloques de amplificación adicional en cascada o iteración a la salida de este primer bloque de amplificación adicional y donde el último de dichos bloques se conecta a la entrada del circuito de condensadores conmutados (14) se consigue aumentar el factor de amplificación en la tensión final de salida de la última etapa de transimpedancia (13). Así, a la salida de la etapa de transimpedancia (13) del último bloque de amplificación adicional (10) se obtiene una tensión  $V_{on}$  ( $n = n^\circ$  de bloques de amplificación adicional colocados en cascada o iteración menos uno, o  $n = n^\circ$  de amplificadores de transimpedancia). Así en este caso  $V_{diff1}(t) = A_{C1}(V_{o2}(t) - V_{o2}(t_1)) =$

$A_{C1}N_1N_2V_o \log(I_{ph1}(t)/I_{ph1}(t_1))$ , y de forma análoga a la anterior, el píxel (6) genera un evento positivo en el instante  $t_2$  si  $V_{R+}=A_{C1}N_1N_2V_o \log(I_{ph1}(t_2)/I_{ph1}(t_1))$ , y un evento negativo si  $V_{R-}=A_{C1}N_1N_2V_o \log(I_{ph1}(t_2)/I_{ph1}(t_1))$ . De esta manera resulta una sensibilidad al contraste  $\theta_{+/-} = \exp((V_{R+/-})/(A_{C1}N_1N_2V_o)) - 1$ , siendo  $N_T = N_1N_2$ . En una realización con n amplificadores de transimpedancia sería  $N_T = N_1N_2 \dots N_n$ .

5 Por tanto, si en la figura 1 se fijaba una proporción entre C2 y C1 de valor  $A_C = C2/C1 = 20$ , en los circuitos ejemplo de las figuras 3 y 4 se puede conseguir  $A_{C1}N_1N_2 = 24$  haciendo  $A_{C1} = 2$  (con  $N_1 = 4$ ,  $N_2 = 3$ ), lo cual se consigue gastando muy poca área en condensadores en una realización de circuito integrado. En una realización típica, se fijaría  $A_{C1} = 5$ , que tampoco se traduce en un consumo de área significativo dentro del píxel (6), consiguiéndose sin embargo una ganancia total  $A_{C1}N_1N_2 = 60$  bastante más elevada, con la consiguiente mejora apreciable de la sensibilidad al contraste, que puede llegar bajo estas circunstancias a fijarse en torno al 1 %.

15 Fuera de la matriz bidimensional (1) de píxeles de la figura 2 se encuentra el circuito de control automático de ganancia (3) del que se muestran dos ejemplos de realización en las figuras 5 y 6. Este circuito comparte con todos los píxeles (6) los nodos denominados  $V_{avg}$ ,  $V_G$ ,  $V_{GA}$  y  $V_{Qi}$ , con  $i=1$  hasta  $k$ , siendo  $k-1$  el número de bloques de amplificación adicional (10) que se han incluido en los píxeles (6), siendo a su vez  $k=n-1$ . El nodo  $V_{avg}$  es una representación del promediado espacio-temporal  $\langle I_{ph} \rangle$  de la fotocorriente recibida por todos los fotodiodos  $D_1$  de la matriz de píxeles (1). Esta tensión controla la compuerta del transistor  $T4c_2$  que genera así una corriente igual al promedio espacio-temporal  $\langle I_{ph} \rangle$ . Por tanto, el transistor  $T4c_2$  está actuando como un fotodiodo que proporciona la fotocorriente promedio  $\langle I_{ph} \rangle$ . Los transistores  $T1_2$ ,  $T2_2$  y  $T3_2$  hacen la misma función que los  $T1_1$ ,  $T2_1$ , y  $T3_1$  de las figuras 3 y 4 dentro de cada píxel, es decir, forman un amplificador de tensión (15). Los transistores  $T4a_2$  y  $T5_2$  hacen la misma función que los  $T4a_1$  y  $T5_1$  dentro de cada píxel (6), es decir, forman un espejo de corriente de ganancia controlable (16), cuya ganancia depende de la diferencia de tensiones  $V_{GA} - V_G$ . La salida del espejo de corriente (16) que se corresponde al transistor MOS  $T5_2$  se lleva a una fuente de corriente de referencia de valor  $I_{b1}$ . Se conecta el amplificador de tensión diferencial A1 de manera que compara la tensión a la salida del espejo de corriente de ganancia ajustable (16) con una referencia de tensión, y su salida ajusta la compuerta del transistor de salida  $T5_2$  del espejo de corriente de ganancia ajustable, es decir, controla la tensión  $V_{GA}$ . El resultado que se consigue con este amplificador A1 así conectado es que la ganancia  $A_1$  del espejo de corriente (16), formado por los transistores  $T4a_2$  y  $T5_2$ , se auto ajusta para que  $A_1 \langle I_{ph} \rangle$  se iguale a  $I_{b1}$ . La tensión de compuerta  $V_{GA}$  así generada se copia a las compuertas de los transistores  $T5_1$  de todos los píxeles como la tensión  $V_{GA}$  mediante el amplificador de tensión diferencial configurado en ganancia unidad A2. Si los píxeles contuvieran una sola etapa de transimpedancia, es decir si  $n=1$ , el circuito de control automático de ganancia terminaría aquí (Figura 5).

35 Si los píxeles contuvieran una segunda etapa de transimpedancia, es decir un primer bloque de amplificación adicional (10), es decir si  $n=2$ , habría que añadir el transistor  $T5b_2$  que proporciona una copia adicional de la salida del espejo de corriente de ganancia ajustable (16), proporcionando una corriente  $A_1 \langle I_{ph} \rangle$ , y una primera etapa de ajuste adicional (17). Este circuito comprendería un amplificador de transimpedancia (18), un amplificador de transconductancia (19), una referencia de corriente  $I_{b2}$  y un amplificador de tensión diferencial A3. La corriente  $A_1 \langle I_{ph} \rangle$  se proporciona al amplificador de transimpedancia (18) formado por los transistores  $T6a_2$  a  $T6d_2$ , que son una réplica de los transistores  $T6a_1$  a  $T6d_1$  de la figura 3 que forman la primera etapa de transimpedancia (9) en los píxeles (6). La salida de esta etapa de transimpedancia se conecta al amplificador de transconductancia (19) formada por el transistor  $T7_2$  que es una réplica del transistor  $T7_1$  en todos los píxeles (6). La salida del amplificador de transconductancia (19) se conecta a una referencia de corriente  $I_{b2}$ . Esta salida también se conecta a la entrada de un amplificador de tensión diferencial, que la compara con una referencia de tensión y proporciona su salida al nodo  $V_{Q1}$  del amplificador de transconductancia. El resultado de esta configuración es que la tensión  $V_{Q1}$  se auto ajusta para que el amplificador de transconductancia (19)  $T7_2$  proporcione la corriente  $I_{b2}$ . Como la tensión  $V_{Q1}$  se comparte con todos los píxeles (6) de la matriz (1), se consigue así que los amplificadores de transconductancia (11)  $T7_1$  de todos los píxeles (6) operen a una corriente promedio igual a  $I_{b2}$ .

50 Si los píxeles contuvieran una tercera etapa de transimpedancia, es decir un segundo bloque de amplificación adicional (10) en cascada o iteración con el primero, es decir si  $n=3$ , al circuito de control automático de ganancia (3) habría que añadir una segunda etapa de ajuste adicional (20). Este ejemplo de realización es el mostrado en la figura 6. Esta contendría una réplica de la segunda etapa de transimpedancia (21) formada por los transistores  $T9a_2$ ,  $T9b_2$  y  $T9c_2$  alimentados por una corriente igual al promedio de la corriente correspondiente en los píxeles (6). En este ejemplo particular, esta corriente sería igual a  $I_{b2}$ , ya que el espejo formado por  $T8a_1$  a  $T8c_1$  en los píxeles (6) se le había supuesto de ganancia unidad. Si su ganancia no fuera unidad, habría que multiplicar esta corriente  $I_{b2}$  por dicha ganancia. Se añade a su vez el amplificador de transconductancia (22)  $T10_2$  y el amplificador A4 junto con una referencia de corriente  $I_{b3}$  que representa el valor del promedio de corriente al que queremos hacer operar al tercer amplificador de transconductancia dentro de los píxeles. Al igual que en la primera etapa de ajuste adicional (17), en la segunda etapa de ajuste adicional (20) se genera una tensión  $V_{Q2}$  que se comparte con todos los píxeles (6), ajustando así el promedio de corriente del segundo amplificador de transconductancia (13) en los píxeles (6).

65 Si los píxeles (6) tuvieran más bloques de amplificación adicional (10), en el circuito de control automático de ganancia (3) se irían repitiendo más etapas de ajuste adicional (20) colocadas en cascada o iteración.

La figura 7 muestra un ejemplo de realización del método objeto de la presente invención. Dicho método se ha

representado mediante un diagrama de flujo que consta de dos partes, una primera parte (45) que describe la secuencia de pasos a realizar dentro de cada píxel, y la segunda parte (44) describe los pasos a realizar fuera de la matriz de píxeles para efectuar el ajuste automático de ganancia en corriente. Así, en cada uno de los píxeles en primer lugar, el sensor de luz integrado proporciona (23) una fotocorriente  $I_{ph}$  proporcional a la luz incidente en el píxel en cada instante. Posteriormente se envía (24) una copia de la fotocorriente al bloque encargado del ajuste automático de ganancia (AGC). Esta fotocorriente se amplifica (25) pasando a  $A_1 I_{ph}$ , donde la ganancia en corriente  $A_1$  la determina el propio AGC. La corriente resultante  $A_1 I_{ph}$  se convierte a tensión (26) mediante un amplificador de transimpedancia (perteneciente al estado de la técnica) de  $N_1$  transistores MOS (43) polarizados en inversión débil en configuración diodo y conectados en serie tal y como se muestra en la figura 8. Cada transistor MOS en configuración diodo genera una diferencia de potencial de valor  $V_o \log(A_1 I_{ph} / I_s)$ , donde  $V_o$  es un parámetro físico que sufre baja dispersión de píxel a píxel, e  $I_s$  es un parámetro tecnológico que sí sufre dispersión relevante de píxel a píxel. En consecuencia, la tensión de salida de la etapa de transimpedancia será  $V_{o1} = N_1 V_o \log(A_1 I_{ph} / I_s)$ .

Dependiendo de cada caso, la tensión obtenida  $V_{o1}$  se evalúa (27) para decidir si es o no suficiente, de manera que si no se necesitase más amplificación, la tensión de salida  $V_{o1}$  se usará directamente en el paso (33) mostrado más adelante. Si se requiriese más amplificación, la tensión de salida  $V_{o1}$  se transforma (28) a una corriente  $I_2 = I_{o2} \exp(V_{o1} / V_o)$ , mediante una amplificación de transconductancia. Esta corriente  $I_2$  se copia (29) con una amplificación o atenuación opcional  $A_2$ , dando lugar a una corriente  $A_2 I_2$ . Si  $A_2=1$  no hay amplificación ni atenuación. Si  $A_2>1$  hay amplificación y si  $A_2<1$ , hay atenuación. Esta ganancia/atenuación  $A_2$  no requiere ajuste automático de ganancia. La corriente resultante  $A_2 I_2$  se convierte a tensión (30) mediante un amplificador de transimpedancia de  $N_2$  transistores MOS polarizados en inversión débil en configuración diodo conectados en serie de modo análogo a como se muestra en la figura 8. La tensión de salida de esta etapa de transimpedancia será  $V_{o2} = N_2 V_o \log(A_2 I_2 / I_s)$ .

Las fases (27 a 30) se pueden volver a repetir  $n-2$  veces, si la tensión  $V_{o2}$  a la salida sigue sin ser suficiente (31). Al final, la tensión de salida resultante será  $V_{on} = N_1 \times N_2 \times \dots \times N_n V_o \log(A_1 \times A_2 \times \dots \times A_n I_{ph} / I_s)$ . Posteriormente se calcula (33) en cada instante la diferencia entre la salida de tensión resultante  $V_{on}(t)$  y la que hubo en el instante de reseteo inmediatamente anterior  $t_{reset}$ . Se obtiene así en cada instante el valor  $\Delta V(t) = V_{on}(t) - V_{on}(t_{reset}) = N_1 \times N_2 \times \dots \times N_n V_o \log(I_{ph}(t) / I_{ph}(t_{reset}))$ , donde han desaparecido los parámetros con alta dispersión  $A_i$  e  $I_s$ . Si en un instante dado  $\Delta V(t)$  supera una referencia de tensión positiva preestablecida  $V_{R+}$  (34) se establece el siguiente instante de reseteo, actualizando  $t_{reset}=t$  (35), y el píxel emite un evento positivo (36). Si en un instante dado  $\Delta V(t)$  baja por debajo de una referencia de tensión negativa preestablecida  $V_{R-}$  (37), se establece el siguiente instante de reseteo, actualizando  $t_{reset}=t$  (38), y el píxel emite un evento negativo (39). Finalmente, para cada evento que genere cada píxel, se envía un evento (40) al exterior del sensor formado por las coordenadas  $(x,y)$  del píxel que ha generado el evento así como el signo  $s$  del evento generado.

En cuanto a la segunda parte del método, en el AGC se calcula el promedio de fotocorriente  $\langle I_{ph} \rangle$  (41) empleando las copias de fotocorriente proporcionadas por todos los píxeles. Luego, se calcula el cociente  $A_1 = I_{b1} / \langle I_{ph} \rangle$  (42), donde  $I_{b1}$  es el nivel de corriente promedio al que se quiere hacer operar el primer amplificador de transimpedancia y este valor resultante  $A_1$  es el que se emplea como la ganancia de amplificación de corriente en todos los píxeles, tal y como se describió en la fase de amplificación de la fotocorriente (25) en el AGC pasando a  $A_1 I_{ph}$ .



REIVINDICACIONES

1. Un dispositivo para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa en una matriz de fotosensores, **caracterizado por que** al menos comprende:

- 5 - una matriz de píxeles (1), donde cada píxel (6) al menos comprende:
  - a) un fotosensor ( $D_1$ ) que genera una fotocorriente ( $I_{ph1}$ ) proporcional a una luz incidente en su superficie;
  - 10 b) un espejo de corriente (8) de ganancia ajustable ( $A_1$ ) que comprende una rama de entrada, una primera rama de salida con ganancia en corriente ajustable y una segunda rama de salida con ganancia fija, que copian la fotocorriente de entrada ( $I_{ph1}$ ) a sendas salidas y donde la rama de salida con ganancia fija se conecta a un transistor colector ( $T4c_1$ ) conectado en configuración diodo y cuyos nodos están conectados con los transistores colectores ( $T4c_1$ ) del resto de píxeles (6) de la matriz (1);
  - 15 c) un amplificador de transimpedancia ( $T6a_1$ - $T6d_1$ ) colocado en la primera rama de salida con la ganancia de corriente ajustable del espejo de corriente de ganancia ajustable (8), comprendiendo el amplificador de transimpedancia ( $T6a_1$ - $T6d_1$ ) al menos dos transistores MOS polarizados en inversión débil y colocados en serie, cada transistor MOS estando en configuración diodo, para la conversión de la fotocorriente a una tensión logarítmica;
  - 20 d) un circuito de condensadores conmutados (14) que comprende un primer condensador (C4) conectado a la salida del amplificador de transimpedancia ( $T6a_1$ - $T6d_1$ ), un amplificador de tensión ( $T10a_1$ - $T10b_1$ ) conectado al primer condensador (C4) y un segundo condensador (C3) conectado en serie con el primer condensador (C4) y en realimentación con el amplificador de tensión ( $T10a_1$ - $T10b_1$ ), estando conectado el segundo condensador (C3) en paralelo con un transistor MOS ( $T11_1$ ) que actúa de llave de reset; y,
  - 25 e) un primer detector de umbral para determinar si la tensión sobrepasa un umbral superior y un segundo detector de umbral para determinar si la tensión baja por debajo de un umbral inferior, estando ambos detectores conectados a la salida del segundo amplificador de tensión ( $T10a_1$ - $T10b_1$ ) y estando los umbrales superior e inferior previamente establecidos por un usuario,

- 30 - un bloque de ajuste automático de amplificación de la fotocorriente, conectado a la compuerta del transistor colector ( $T4c_1$ ); dicho bloque calcula el promedio ( $\langle I_{ph} \rangle$ ) de las fotocorrientes de los píxeles de la matriz, y ajusta la ganancia ( $A_1$ ) del espejo de corriente de ganancia ajustable para cada píxel comprendido en la matriz por lo que el promedio de la ganancia multiplicado por la fotocorriente ( $\langle A_1 I_{ph} \rangle$ ) es igual a una referencia constante ( $I_{b1}$ ) establecida por un usuario; y
- 35 - un bloque arbitrador y codificador de eventos (2) conectado a la salida de la matriz de píxeles (1).

2. El dispositivo para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa, según la reivindicación 1, **caracterizado por que** la conexión del amplificador de transimpedancia ( $T6a_1$ - $T6d_1$ ) con el circuito de condensadores conmutados (14) se realiza mediante la interposición de al menos un bloque de amplificación adicional (10), estando conectados los bloques de amplificación (10) en cascada o iteración, donde la entrada del primer bloque de amplificación adicional (10) se conecta a la salida del primer amplificador de transimpedancia ( $T6a_1$ - $T6d_1$ ) y la salida del último bloque de amplificación adicional (10) se conecta al primer condensador (C4) del circuito de condensadores conmutados (14), donde cada bloque al menos comprende un amplificador de transconductancia ( $T7_1$ ), un espejo de corriente de ganancia fija (12) conectado a la salida del amplificador de transconductancia ( $T7_1$ ) y un amplificador de transimpedancia ( $T9a_1$ - $T9c_1$ ) adicional con al menos dos transistores MOS polarizados en inversión débil y conectados en configuración diodo, estando el segundo amplificador de transimpedancia ( $T9a_1$ - $T9c_1$ ) conectado a la salida del espejo de corriente de ganancia fija (12).

3. El dispositivo para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa, según la reivindicación 2 **caracterizado por que** cuando existe más de un bloque de amplificación adicional (10), los bloques de amplificación (10) se conectan entre ellos en cascada o iteración, mediante la conexión del terminal compuerta del amplificador de transconductancia ( $T7_1$ ) de cada bloque de amplificación (10) con la salida del amplificador de transimpedancia ( $T9a_1$ - $T9c_1$ ) adicional del bloque de amplificación (10) previo.

4. El dispositivo para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa, según las reivindicaciones 1 a 3, **caracterizado por que** el espejo de corriente de ganancia ajustable (8) está formado por al menos un transistor MOS de entrada ( $T4a_1$ ), un transistor MOS de salida ( $T5_1$ ) y un amplificador inversor de tensión ( $T1_1$ - $T3_1$ ).

5. El dispositivo para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa, según la reivindicación 4, **caracterizado por que** en el transistor MOS de entrada ( $T4a_1$ ) del espejo de corriente de ganancia ajustable (8) tiene:

- su terminal de compuerta conectado a una tensión  $V_G$  fijada previamente por un usuario desde el exterior del dispositivo;
- su terminal drenador conectado al fotosensor ( $D_1$ ); y,
- 65 - su terminal fuente conectado a la salida del amplificador inversor de tensión ( $T1_1$ - $T3_1$ ).

6. El dispositivo para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa, según las reivindicaciones 4 y 5, **caracterizado por que** el transistor MOS de salida (T5<sub>1</sub>) del espejo de corriente de ganancia ajustable (8) tiene:
- su terminal fuente conectado con el terminal fuente del transistor MOS de entrada (T4a<sub>1</sub>);
  - su terminal de compuerta conectado a una tensión  $V_{GA}$  que se fija mediante el circuito de control automático de ganancia AGC (3); y,
  - su terminal drenador conectado a la entrada del primer amplificador de transimpedancia (T6a1-T6d1).
7. El dispositivo para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa, según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado por que** el bloque arbitrador y codificador de eventos (2) comprende un procesador para, cuando el primer detector de umbral determina que la tensión ha sobrepasado el umbral superior o cuando el segundo detector de umbral determina que la tensión ha bajado por debajo del umbral inferior, determinar unas coordenadas  $x$  e  $y$  correspondientes a la posición del píxel (6) en la matriz (1) y generar un evento con signo  $s$ , estando determinado el signo  $s$  por el primer y segundo detector de umbral, generado una palabra que codifica en binario el conjunto formado por las coordenadas  $(x,y)$  y el signo  $s$ .
8. El dispositivo para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa, según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado por que** el bloque para el ajuste automático de la amplificación de la fotocorriente es un circuito de control automático de ganancia AGC (3) que al menos comprende:
- a) una réplica del transistor colector de los píxeles (T4c<sub>2</sub>).
  - b) una réplica del espejo de corriente de ganancia ajustable (16) del píxel en el cual el terminal de compuerta de su transistor MOS de entrada (T4a<sub>2</sub>) está conectado a una tensión  $V_G$ , un transistor MOS de salida (T5<sub>2</sub>) tiene el terminal de compuerta conectado a una tensión  $V_{GA}'$ ; y la salida de la réplica del espejo de corriente de ganancia ajustable (16) se conecta a una primera referencia de corriente  $I_{b1}$ ;
  - c) un primer amplificador de tensión diferencial (A1) cuya entrada negativa se conecta a la salida de la réplica del espejo de corriente de ganancia ajustable (16), cuya entrada positiva se conecta a una referencia de tensión, y cuya salida se conecta a la compuerta de salida del transistor MOS (T5<sub>2</sub>), generando la tensión  $V_{GA}'$ ; y
  - d) un segundo amplificador de tensión diferencial (A2), conectado en configuración de ganancia unidad, que copia la tensión  $V_{GA}'$  a los terminales de compuerta de los transistores de salida (T5<sub>1</sub>) de los espejos de corriente de ganancia ajustable (8) de los píxeles cuya tensión es  $V_{GA}$ .
9. El dispositivo para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa, según la reivindicación 8, **caracterizado por que** el bloque para el ajuste automático de la amplificación de la fotocorriente comprende un segundo transistor MOS de salida (T5b<sub>2</sub>) del espejo de corriente de ganancia ajustable (16) que comparte los terminales de compuerta y fuente con el primer transistor MOS de salida (T5<sub>2</sub>), y cuyo terminal drenador constituye una segunda salida del espejo de corriente de ganancia ajustable (16) y una etapa de ajuste adicional por cada bloque de amplificación adicional (10) del píxel (6), donde cada etapa de ajuste adicional comprende:
- un amplificador de transimpedancia (T6a<sub>2</sub>-T6d<sub>2</sub>) que es una réplica del primer amplificador de transimpedancia en los píxeles (T6a<sub>1</sub>-T6d<sub>1</sub>) cuya entrada se conecta a la salida del transistor MOS de salida (T5b<sub>2</sub>), generando así en el amplificador de transimpedancia (T6a<sub>2</sub>-T6d<sub>2</sub>) una tensión logarítmica;
  - un amplificador de transconductancia (T7<sub>2</sub>) que es una réplica del amplificador de transconductancia (T7<sub>1</sub>) en los bloques de amplificación adicional (10) en los píxeles, cuya compuerta se conecta a la salida del transistor MOS de salida (T5b<sub>2</sub>), su fuente está a una tensión  $V_{Q1}$  común a todos los píxeles (6), y cuyo drenador se conecta a una referencia de corriente  $I_{b2}$ ; y,
  - un tercer amplificador de tensión diferencial (A3) cuya entrada negativa se conecta a la segunda referencia de corriente  $I_{b2}$ , cuya entrada positiva se conecta a una referencia de tensión, y cuya salida se conecta al nodo  $V_{Q1}$ .
10. El dispositivo para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa, según una cualquiera de las reivindicaciones 8 o 9, **caracterizado por que** el bloque de ajuste automático de la amplificación de la fotocorriente comprende una etapa de ajuste adicional por cada bloque de ajuste adicional del píxel, estando cada etapa de ajuste adicional conectada en cascada o iteración a la etapa de ajuste adicional previa.
11. Un método para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa en una matriz de fotosensores, que hace uso del dispositivo descrito en una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 10, **caracterizado por que** en cada píxel (6) de la matriz (1) se llevan a cabo las siguientes etapas:
- 1) transformar la luz incidente en el píxel en una corriente  $I_{ph}$  mediante el fotodiodo (D<sub>1</sub>);
  - 2) amplificar la corriente  $I_{ph}$  hasta un valor  $A_i I_{ph}$  mediante el espejo de corriente de ganancia ajustable (8) con una primera y segunda rama de salida, la primera rama de salida con una ganancia fija que proporciona una copia de la corriente  $I_{ph}$  a un bloque de amplificación automático y la segunda rama de salida con un valor de ganancia ajustable  $A_i$  que proporciona el valor  $A_i I_{ph}$ ;
  - 3) adaptar el valor  $A_i$  de forma que el promedio de  $A_i I_{ph}$  permanezca constante frente a las variaciones temporales de la intensidad luminosa promedio de todos los píxeles mediante la amplificación automática calculando el promedio de las fotocorrientes de los píxeles de la matriz proporcionada al bloque de amplificación

automático y ajustando el valor de ganancia ajustable  $A_i$  en la etapa 2; el promedio  $A_i I_{ph}$  siendo igual a una referencia constante ( $I_{b1}$ ) establecida por un usuario;

4) convertir la corriente  $A_i I_{ph}$  adaptada a una tensión mediante el amplificador de transimpedancia (T6a<sub>1</sub>-T6d<sub>1</sub>) que comprende una pluralidad de transistores MOS polarizados en inversión débil y conectados en serie, estando cada uno de ellos conectado en configuración diodo;

5) determinar en el circuito de condensadores conmutados (14) una diferencia de tensión  $\Delta V = V(t_2) - V(t_1)$  entre dos instantes consecutivos  $t_1$  y  $t_2$ , provocada por una variación temporal de la intensidad luminosa y comparar la diferencia de tensión con un valor de referencia fija positiva  $V_{R+}$  y un valor de referencia fija negativa  $V_{R-}$ , siendo  $V_{R+}$  y  $V_{R-}$  iguales para todos los píxeles (6) de la matriz (1);

6) generar la señal digital  $s$  que se envía al bloque arbitrador y codificador de eventos (2), estando la señal seleccionada entre:

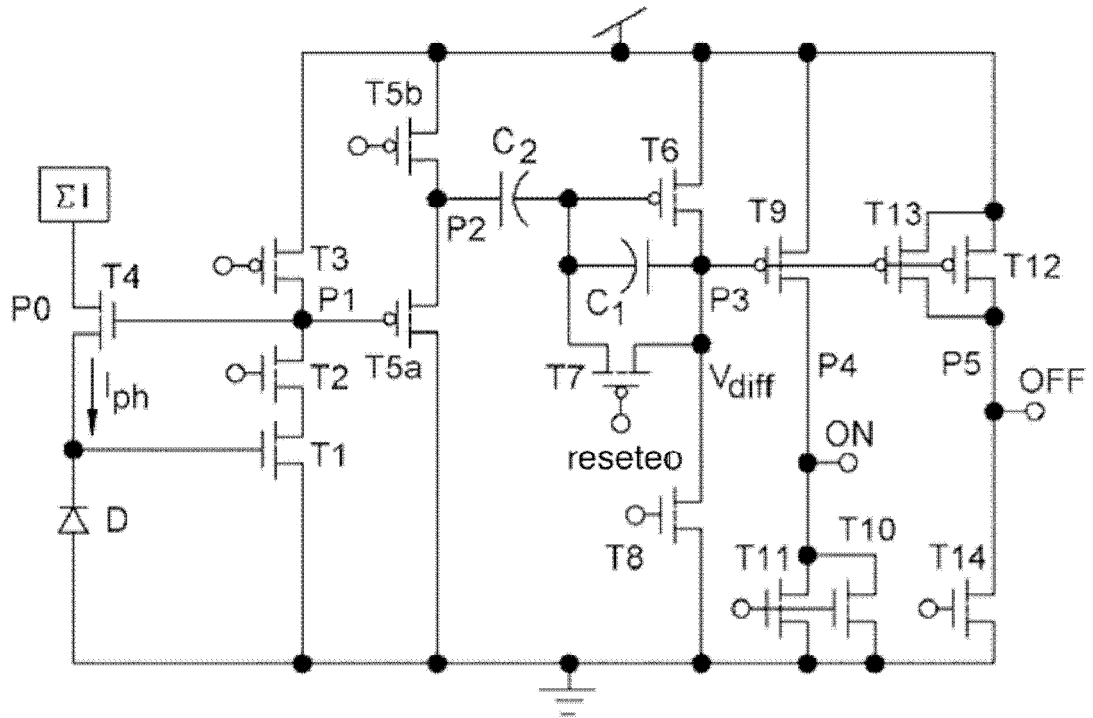
- un evento positivo cada vez que el primer detector de umbral determina que la tensión sobrepasa el umbral superior, generado en el primer detector de umbral; y,
- un evento negativo cada vez que el segundo detector de umbral determina que la tensión baja por debajo del umbral inferior, generado en el segundo detector de umbral;

y; en el bloque arbitrador y codificador de eventos (2) conectado a la salida de la matriz de píxeles (1) se llevan a cabo las siguientes etapas:

- identificar las coordenadas espaciales  $(x,y)$  de los píxeles (6) de la matriz (1) que han generado una señal digital,
- enviar a un dispositivo externo un evento que contiene las coordenadas espaciales  $(x,y)$  y la señal  $s$ ; y,
- generar un flujo de eventos  $(x,y,s)$  que representan la variación temporal de intensidad luminosa en la matriz (1) de fotosensores.

12. El método para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa, según la reivindicación 11, **caracterizado por que** se calcula una diferencia en la tensión entre dos instantes consecutivos de reset mediante el circuito de condensadores conmutados (14).

13. El método para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa, según la reivindicación 11 o 12, **caracterizado por que** tras convertir la corriente  $A_i I_{ph}$  adaptada a una tensión y como etapa previa a determinar en el circuito de condensadores conmutados (14) una diferencia de tensión  $\Delta V = V(t_2) - V(t_1)$ , comprende amplificar la tensión proveniente de la conversión de la corriente  $A_i I_{ph}$  mediante el al menos un bloque de amplificación adicional (10).



**FIG. 1**  
ESTADO DE LA TÉCNICA

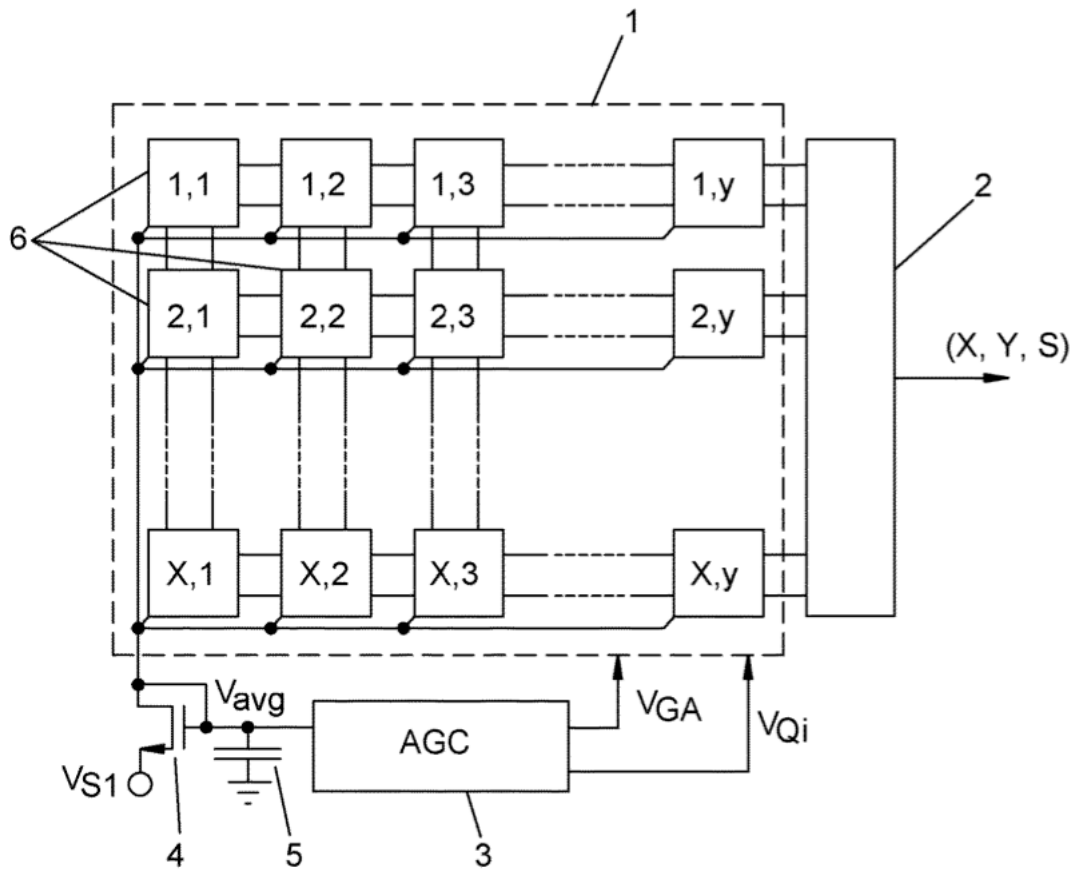


FIG. 2

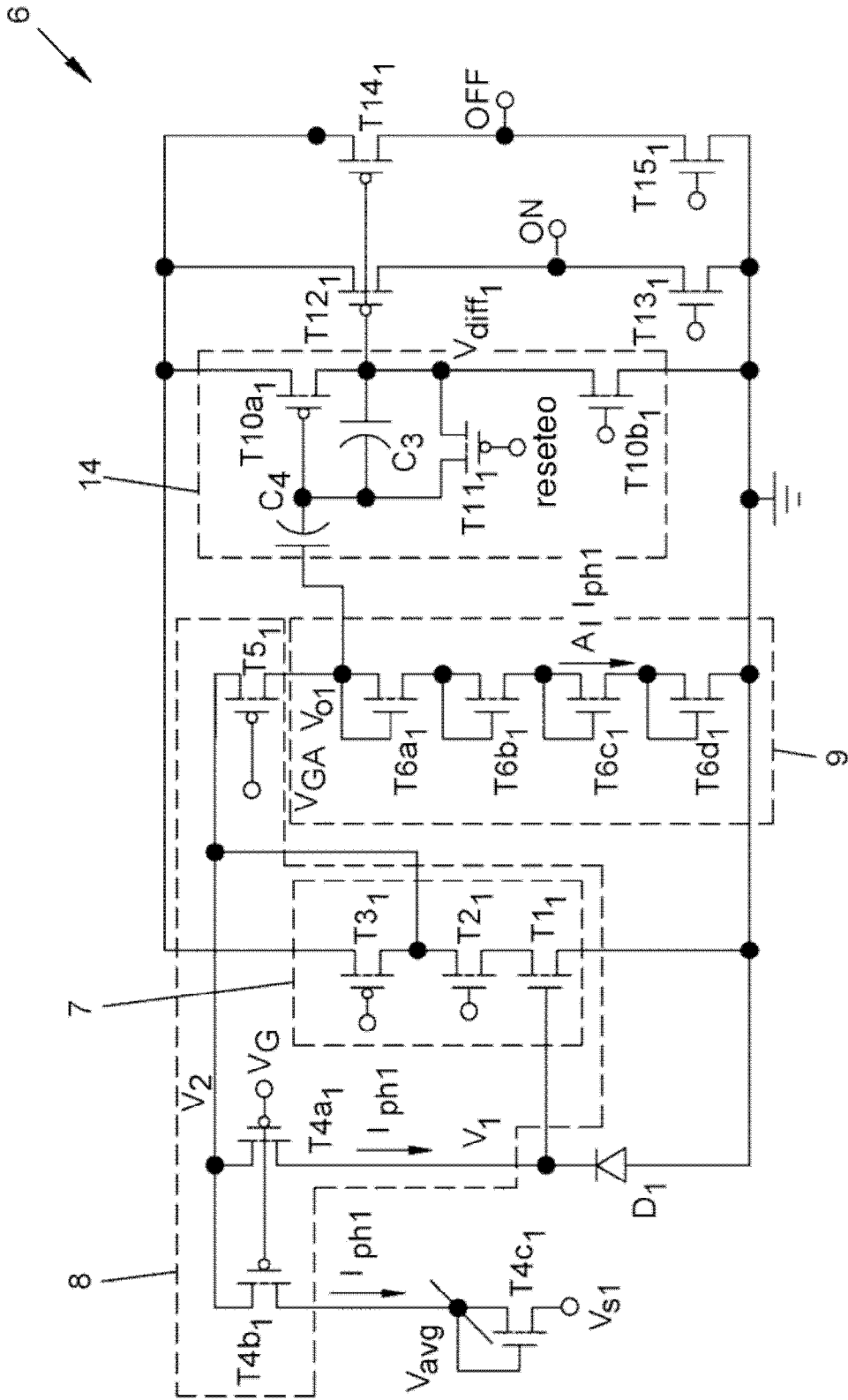


FIG. 3

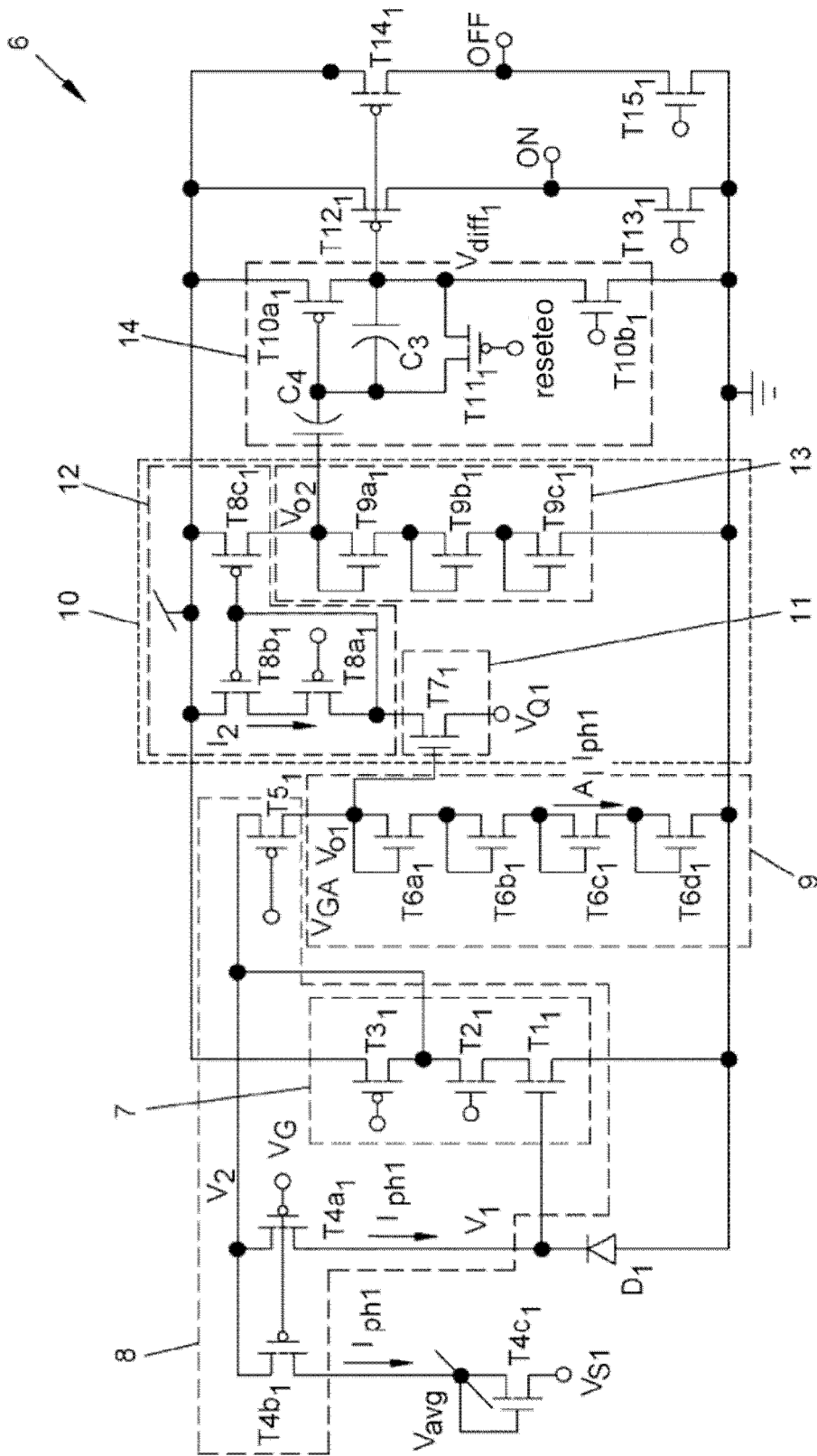


FIG. 4

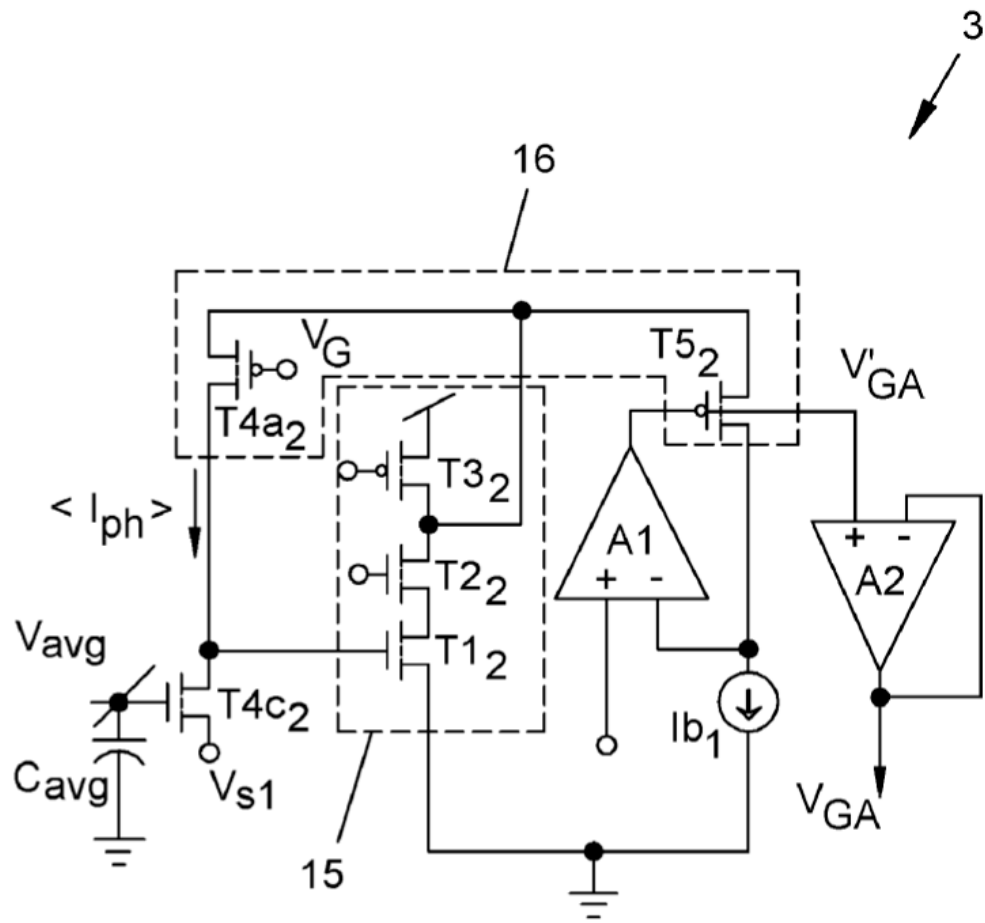


FIG. 5





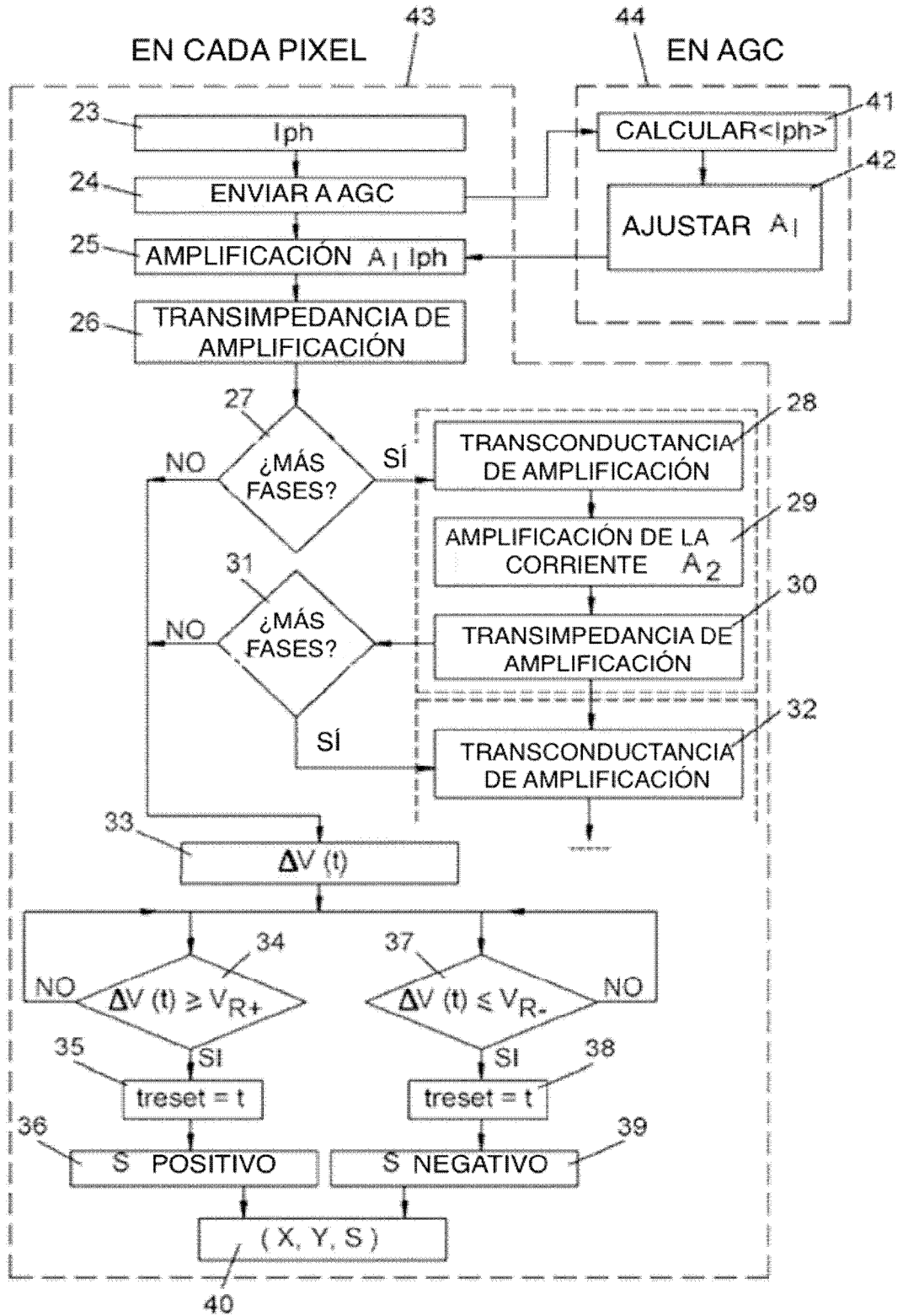
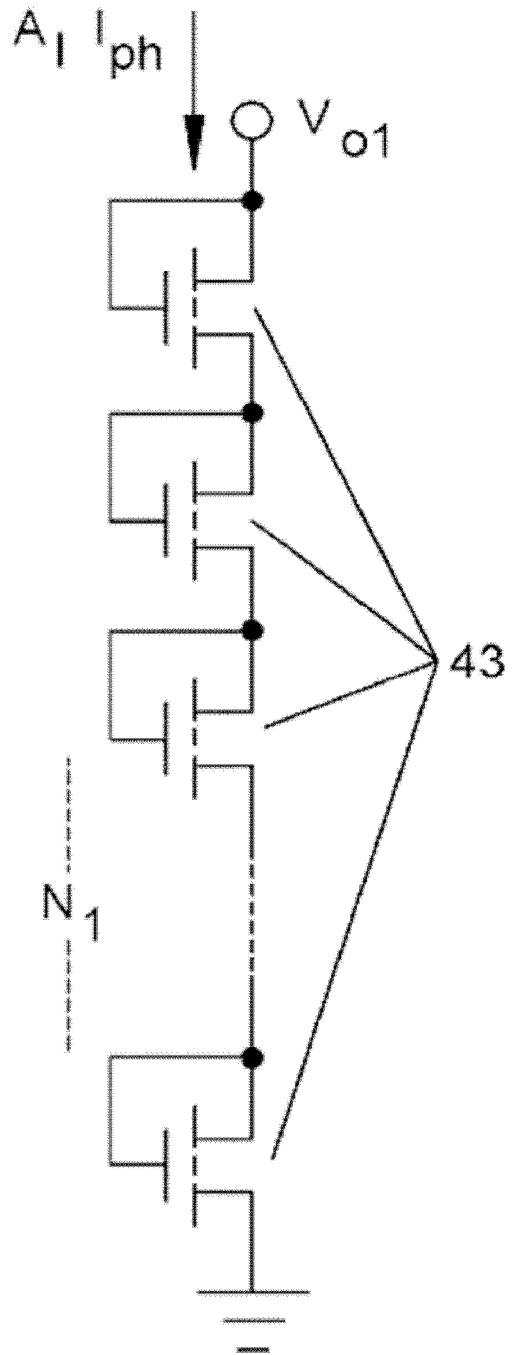


FIG. 7



**FIG. 8**

ESTADO DE LA TÉCNICA