

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 615 345**

51 Int. Cl.:

H04N 5/243 (2006.01)

H04N 5/335 (2006.01)

H04N 5/3745 (2011.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **12.11.2013 PCT/ES2013/070787**

87 Fecha y número de publicación internacional: **19.06.2014 WO2014091040**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **12.11.2013 E 13861843 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **28.12.2016 EP 2933995**

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:

06.06.2017

73 Titular/es:

**CONSEJO SUPERIOR DE INVESTIGACIONES
CIENTÍFICAS (CSIC) (100.0%)
C/ Serrano 117
28006 Madrid, ES**

72 Inventor/es:

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

74 Agente/Representante:

UNGRÍA LÓPEZ, Javier

ES 2 615 345 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 circuito de control automático de ganancia AGC común para todos los píxeles. Se consigue así reducir el área del píxel, y su consumo, y se consiguen sensibilidades al contraste de alrededor del 1 %.

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" (DVS).

Antecedentes de la invención

20

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 (documento 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 15us Latency Asynchronous Temporal Contrast Vision Sensor," *IEEE J. Solid-State Circ.*, vol. 43, No. 2, pp. 566-576, feb. 2008) y (documento US 7728269 B2)).

25

30

35

40

45

50

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 15us Latency Asynchronous Temporal Contrast Vision Sensor," *IEEE J. Solid-State Circ.*, vol. 43, No. 2, pp. 566-576, feb. 2008) y (documento US 7.728.269 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 3.6us Asynchronous Frame-Free Event-Driven Dynamic-Vision-Sensor," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol. 46, No. 6, pp. 1443-1455, junio de 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.

55

60

65

Para explicar la mejora que supone la presente invención respecto del estado de la técnica, se ha tomado como referencia el sensor de Lichtsteiner (documento 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 $V_{P1} = V_{desfase} + V_0 \log(I_{ph})$ 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 ΣI , 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 (documento 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 $V_{P2} = A_v (V_{desfase} + V_0 \log(I_{ph}))$, 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 en P3 la variación de tensión a P2 desde un instante anterior de reseteo t_1 , multiplicado por la ganancia capacitiva $A_C=C2/C1$. Así $V_{P3}(t) =$

$A_C(V_{P2}(t) - V_{P2}(t_1)) = A_C A_V V_0 \log(I_{ph}(t)/I_{ph}(t_1))$. 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 (ACT.). 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 (DESACT.). Cada vez que el píxel genera un evento, se produce un reseteo del condensador C1 mediante el transistor de reseteo T7. Así el píxel genera un evento positivo t_2 si $V_{P3}(t_2) \geq V_{R+} = A_C A_V V_0 \log(I_{ph}(t_2)/I_{ph}(t_1))$, y un evento negativo si $V_{P3}(t_2) \leq V_{R-} = A_C A_V V_0 \log(I_{ph}(t_2)/I_{ph}(t_1))$. Esto puede expresarse también como $\Delta I/I = \exp((V_{R+/-})/(A_C A_V V_0)) - 1 = \theta_{+/-}$. 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_0 . El parámetro V_0 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 de los amplificadores T6 y T8 y de los comparadores de tensión (transistores T9 a T11 y T12 a T14) y es normalmente alto debido a que los amplificadores 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 15μs 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 de diodo, conectados en serie (documento ES 201130862).

El documento WO2006/128315 describe una fotoagrupación para detectar datos de imagen dependientes del tiempo en visión artificial en tiempo real. La fotoagrupación comprende una agrupación de celdas, teniendo cada celda un fotosensor que genera una señal dependiente de una intensidad luminosa en la celda.

El documento WO2012/160230 divulga un circuito de ganancia de transimpedancia de bajo consumo y bajo desapareamiento para diferenciar temporalmente sistemas de fotodetección en sensores dinámicos de visión.

El documento "Self-biasing low power adaptative photoreceptor [Delbruck et al] *Proceedings/2004 IEEE International Symposium on Circuits and Systems 23/05/2004*" describe un circuito fotorreceptor logarítmico adaptativo de 2 condensadores y 5 transistores autodesviado en el que el fotosensor usa su fotocorriente para desviar su amplificador delantero.

El documento "A 128x128 120dB 15ms Latency Asynchronous Temporal Contrast Vision Sensor [Patrick Lichtsteiner et al] *IEEE Journal of solid-state circuits*" divulga un sensor de visión CMOS de 128x128 píxeles que mejora la visión dinámica de latencia y reduce los requisitos de postprocesamiento.

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 de diodo conectados en serie. Sin embargo, cuando se conectan en serie varios transistores MOS polarizados en inversión débil en configuración de 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 milisegundo 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 MOSFET dejaran de estar polarizados en inversión débil. Para garantizar que los transistores MOS polarizados en inversión débil y en configuración de 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 femtoamperio a 1 nanoamperio. Por ello, la presente invención incluye en cada píxel una etapa de amplificación de la corriente con una ganancia 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 de diodo se mantiene a un nivel de corriente promedio $\langle A_{I_{ph}} \rangle$ 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 comprende 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 de todos los píxeles para que el promedio $\langle A_{I_{ph}} \rangle$ 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 que comprende al menos una matriz de píxeles, y un bloque arbitrador y codificador de eventos conectado a la salida de la matriz de píxeles. A su vez, cada píxel de la matriz al menos comprende:

- a) un fotosensor que genera una fotocorriente proporcional a una luz incidente en su superficie, dicha fotocorriente estará comprendida en una realización particular entre 1 femtoamperio y 1 nanoamperio;
- b) un primer espejo de corriente de ganancia ajustable que tiene una rama de entrada y dos ramas de salida, la primera de dichas salidas con ganancia en corriente ajustable y la segunda salida con ganancia en corriente fija. El primer espejo introduce una ganancia en corriente, y copia la fotocorriente a la rama de salida del espejo de corriente, amplificando la corriente en una realización más particular a un valor comprendido entre $1nA$ y $100nA$. Además minimiza las excursiones de tensión en un nodo del fotosensor, evitando así la carga y descarga de la capacidad parásita en dicho nodo. Así, la rama de salida con ganancia fija copia la fotocorriente de entrada a un primer transistor colector conectado en configuración de diodo y cuyos nodos están conectados con los transistores colectores del resto de píxeles de la matriz y la rama de ganancia en corriente ajustable copia la corriente de entrada a un amplificador de transimpedancia;
- c) el amplificador de transimpedancia colocado a la salida de la rama de ganancia ajustable del primer espejo de corriente de ganancia ajustable, estando el amplificador formado por al menos dos transistores MOS polarizados en inversión débil y colocados en serie, cada transistor MOS estando en configuración de diodo, para la conversión de la fotocorriente a una tensión logarítmica. La cantidad de transistores colocados en serie dependerá de las necesidades de cada caso particular;
- d) un circuito de condensadores conmutados que comprende un primer condensador conectado a la salida del amplificador de transimpedancia, un segundo amplificador de tensión conectado al primer condensador y un segundo condensador conectado en serie con el primer condensador y en realimentación con el segundo amplificador de tensión, estando conectado el segundo condensador en paralelo con un transistor MOS que actúa de llave de reseteo; y,
- 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. Dichos umbrales superior e inferior estarán previamente establecidos por un usuario.

El dispositivo comprende además un circuito de control de ganancia automático AGC configurado para ajustar la amplificación de los primeros espejos de corriente de ganancia ajustable, en el que dicho circuito de control de ganancia automático AGC comprende:

- i) un segundo transistor colector que es una réplica del primer transistor colector de uno de los píxeles,
- ii) un segundo espejo de corriente de ganancia ajustable que es una réplica del primer 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 , su transistor MOS de salida tiene su compuerta conectada a una tensión V_{GA} y la salida del segundo espejo de corriente de ganancia ajustable se conecta a una primera referencia de corriente I_{b1} ;
- iii) un primer amplificador de tensión diferencial cuya entrada negativa se conecta a la salida del segundo espejo de corriente de ganancia ajustable 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} ;
- iv) 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 primeros espejos de corriente de ganancia ajustable de los píxeles.

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 de 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 entre sí. La conexión del segundo bloque y sucesivos con el bloque inmediatamente anterior se realiza mediante la conexión del terminal de 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 primer espejo de corriente de ganancia ajustable.

Nótese que en las realizaciones particulares de la invención 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 primer 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 primer 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 AGC y su terminal drenador actúe como salida del primer 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, en el circuito de control de ganancia automático AGC, siempre que los píxeles incluyan al menos un bloque de amplificación adicional, se dispone de un segundo transistor MOS de salida del espejo de corriente 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 tensión de referencia, y cuya salida se conecta al nodo V_{Q1} .

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 circuito de control de ganancia automático AGC 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 corriente de referencia I_{b2} .

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 circuito de control de ganancia automático AGC, más etapas de ajuste adicional para el ajuste de estos "bloques de amplificación adicional" en los píxeles

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.

5 En otra realización particular de la invención, se conecta a la salida de dicho primer condensador una etapa de condensadores conmutados, formada dicha etapa por un amplificador de tensión, un segundo condensador conectado en realimentación y un transistor MOS que actúa de llave de reseteo conectado 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 reseteo.

10 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, que hace uso del dispositivo descrito anteriormente. Para llevar a cabo dicho método, en cada píxel de la matriz, se llevan a cabo al menos las siguientes etapas:

- 15 1) transformar la luz incidente en el píxel en una corriente I_{ph} mediante el fotodiodo;
 2) amplificar la corriente I_{ph} hasta un valor $A_{I_{ph}}$ mediante el primer espejo de corriente de ganancia ajustable;
 3) adaptar el valor A_I de forma que el promedio de $A_{I_{ph}}$ permanezca constante frente a las variaciones temporales de la luminosidad promedia de todos los píxeles mediante el circuito de control de ganancia automático AGC;
 20 4) convertir la corriente $A_{I_{ph}}$ adaptada a una tensión logarítmica mediante el amplificador de transimpedancia que comprende, al menos, dos transistores MOS polarizados en inversión débil y conectados en serie, estando cada uno de ellos conectado en configuración de diodo;
 5) determinar, en el circuito de condensadores conmutados, 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 de la matriz;
 25 6) generar la señal digital s que se envía al bloque arbitrador y codificador de eventos, estando la señal seleccionada entre:

- 30 - 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,
 - 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 conectado a la salida de la matriz de píxeles se llevan a cabo las siguientes etapas posteriores:
 35 - identificar las coordenadas espaciales (x,y) de los píxeles de la matriz que han generado una señal digital.
 - enviar a un elemento externo al dispositivo una palabra digital que contiene las coordenadas espaciales (x,y) y la señal s ; y,
 - generar un flujo de palabras (x,y,s) que representan la variación temporal de intensidad luminosa en la matriz de fotosensores.
 40

En otra realización particular de la invención, se calcula una diferencia en la tensión entre dos instantes consecutivos de reseteo mediante la etapa de condensadores conmutados.

45 En otra realización particular para realizar la invención, tras convertir la corriente $A_{I_{ph}}$ 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 $A_{I_{ph}}$ mediante el al menos un bloque de amplificación adicional.

50 Descripción de las figuras

- 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.
 55 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.
 Figura 3.- Muestra una realización particular de los píxeles que conforman la matriz de píxeles del sensor mostrado en la figura 2.
 Figura 4.- Muestra otra realización particular de los píxeles que conforman la matriz de píxeles del sensor mostrado en la figura 2, en el que dicho píxel dispone de un bloque de amplificación adicional.
 60 Figura 5.- Muestra un ejemplo de realización del circuito de control de ganancia automático del sensor mostrado en la figura 2.
 Figura 6.- Muestra un ejemplo de realización del circuito de control de ganancia automático del sensor mostrado en la figura 2, en el que dicho circuito dispone de dos etapas de ajuste adicional.
 65 Figura 7.- Muestra el diagrama de flujo de una realización particular del método objeto de la presente invención que hace uso del dispositivo mostrado en la figura 2.

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

5 Ejemplos

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

- 10 En un primer ejemplo de realización del dispositivo 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 circuito de control de ganancia automático AGC (3) para el ajuste de ganancia de corriente automático 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_{promed} que fija una representación del promedio espacio-temporal de las fotocorrientes generadas en la matriz (1) de píxeles, obteniéndose a la salida del circuito de control de ganancia automático 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).

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_I , 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_I 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 primer 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 primer 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 de 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 de diodo entre los nodos V_{s1} y V_{promed} , que se comparten ambos entre todos los píxeles de la matriz. De esta manera, en el nodo compartido V_{promed} 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 primer espejo de corriente proporciona una corriente amplificada $A_I I_{ph1}$, 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, fija el circuito de control de ganancia automático (3) que se describe más abajo. La fotocorriente así amplificada $A_I I_{ph1}$ se conecta a un amplificador de transimpedancia formado por los transistores T_{6a1} a T_{6d1} , cada uno de ellos en configuración de 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 $V_{o1} = N_I V_o \log(A_I I_{ph1} / I_s)$, donde en este ejemplo de realización particular de la invención, el número de transistores en el primer amplificador de transimpedancia es $N_I = 4$. En el modo de realización de la invención 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 $V_{diff1}(t) = A_{C1}(V_{o1}(t) - V_{o1}(t_1)) = A_{C1} N_I V_o \log(I_{ph1}(t) / I_{ph1}(t_1))$. 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 (ACT.). Los transistores T_{141} a T_{151} detectan si V_{diff1} baja por debajo de un umbral negativo V_{R-} , generando un evento negativo (DESACT.). Cada vez que el píxel (6) genera un evento, se produce un reseteo del condensador C_3 mediante el transistor de reseteo T_{111} . Así, el píxel (6) genera un evento positivo en el instante t_2 si $V_{R+} = A_{C1} N_I V_o \log(I_{ph1}(t_2) / I_{ph1}(t_1))$, y un evento negativo si $V_{R-} = A_{C1} N_I V_o \log(I_{ph1}(t_2) / I_{ph1}(t_1))$. Esto puede expresarse también como $\Delta I / I = \exp((V_{R+}) / (A_{C1} N_I V_o)) - 1 = \theta - / -$.

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 T8a₁ a T8c₁ 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 dada por la proporción relativa en los tamaños de los transistores T8b₁ y T8c₁. Sin pérdida de generalidad, se ha considerado que los transistores T8b₁ y T8c₁ 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 entra en una segunda etapa de transimpedancia (13) formada en este caso por tres transistores que son T9a₁, T9b₁ y T9c₁ que proporciona una tensión de salida $V_{o2} = N_1 N_2 V_o \log(A_i I_{ph1} / I_s)$, donde en este ejemplo de realización particular el número de transistores en la segunda etapa de transimpedancia (13) es $N_2 = 3$. El bloque de amplificación adicional (10) constituido por los transistores T7₁, T8i₁, T9j₁, 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} ($n =$ número de bloques de amplificación adicional colocados en cascada o iteración menos uno, o $n =$ número de amplificadores de transimpedancia). Así en este caso $V_{dif1}(t) = A_{C1}(V_{o2}(t) - V_{o2}(t_1)) = A_{C1} N_1 N_2 V_o \log(I_{ph1}(t) / I_{ph1}(t_1))$, y de forma análoga a la anterior, el píxel genera un evento positivo en el instante t_2 si $V_{R+} = A_{C1} N_1 N_2 V_o \log(I_{ph1}(t_2) / I_{ph1}(t_1))$, y un evento negativo si $V_{R-} = A_{C1} N_1 N_2 V_o \log(I_{ph1}(t_2) / I_{ph1}(t_1))$. De esta manera resulta una sensibilidad al contraste $\theta_{+,-} = \exp((V_{R+,-}) / (A_{C1} N_1 N_2 V_o)) - 1$, siendo $N_T = N_1 N_2$. En una realización con n amplificadores de transimpedancia sería $N_T = N_1 N_2 \dots N_n$.

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 de ejemplo de las figuras 3 y 4 se puede conseguir $A_{C1} N_1 N_2 = 24$ haciendo $A_{C1} = 2$ (con $N_1 = 4$, $N_2 = 3$), lo cual se consigue ocupando 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 $A_{C1} N_1 N_2 = 60$ bastante más elevada, con la consiguiente mejora apreciable de la sensibilidad al contraste, que puede llegar en estas circunstancias a fijarse en torno al 1 %.

Fuera de la matriz bidimensional (1) de píxeles de la figura 2 se encuentra el circuito de control de ganancia automático AGC (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_{promed} , 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_{promed} es una representación del promediado espacio-temporal $\langle I_{ph} \rangle$ de la fotocorriente recibida por todos los fotodiodos D₁ de la matriz de píxeles (1). Esta tensión controla la compuerta del transistor T4c₂ que genera así una corriente igual al promedio espacio-temporal $\langle I_{ph} \rangle$. Por tanto, el transistor T4c₂ está actuando como un fotodiodo que proporciona la fotocorriente promedio $\langle I_{ph} \rangle$. Los transistores T1₂, T2₂ y T3₂ hacen la misma función que T1₁, T2₁, y T3₁ de las figuras 3 y 4 dentro de cada píxel, es decir, forman un amplificador de tensión (15). Los transistores T4a₂ y T5₂ hacen la misma función que T4a₁ y T5₁ dentro de cada píxel (6), es decir, forman un segundo espejo de corriente de ganancia ajustable (16), cuya ganancia depende de la diferencia de tensiones $V_{GA} - V_G$. La salida del segundo espejo de corriente (16) que se corresponde al transistor MOS T5₂ se lleva a una fuente de referencia de corriente de valor I_{b1} . Se conecta el amplificador de tensión diferencial A1 de manera que compara la tensión a la salida del segundo espejo de corriente de ganancia ajustable (16) con una referencia de tensión, y su salida ajusta la compuerta del transistor de salida T5₂ del segundo 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 del segundo espejo de corriente (16), formado por los transistores T4a₂ y T5₂, se auto ajusta para que $A_i \langle I_{ph} \rangle$ se iguale a I_{b1} . La tensión de compuerta V_{GA}' así generada se copia a las compuertas de los transistores T5₁ de todos los píxeles como la tensión V_{GA} mediante el amplificador de tensión diferencial configurado en ganancia de unidad A2. Si los píxeles contuvieran una sola etapa de transimpedancia, es decir si $n = 1$, el circuito de control de ganancia automático AGC terminaría aquí (Figura 5).

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 T5b₂ que proporciona una copia adicional de la salida del segundo espejo de corriente de ganancia ajustable (16), proporcionando una corriente $A_i \langle I_{ph} \rangle$, y una primera etapa de ajuste adicional (17). Este circuito comprendería entonces un amplificador de transimpedancia (18), un segundo amplificador de transconductancia (19), una referencia de corriente I_{b2} y un amplificador de tensión diferencial A3. La corriente $A_i \langle I_{ph} \rangle$ se proporciona al segundo amplificador de transimpedancia (18) formado por los transistores T6a₂ a T6d₂, que son una réplica de los transistores T6a₁ a T6d₁ 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 segundo amplificador de transconductancia (19) formado por el transistor T7₂ que es una réplica del transistor T7₁ en todos los píxeles (6). La salida del segundo 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 tensión de referencia y proporciona su salida al nodo V_{Q1} del segundo amplificador de transconductancia. El resultado de esta configuración es que la tensión V_{Q1} se auto ajusta para que el amplificador de transconductancia

(19) T7₂ proporcione la corriente I_{b2} . Como la tensión V_{o1} se comparte con todos los píxeles (6) de la matriz (1), se consigue así que los primeros amplificadores de transconductancia (T7₁) de todos los píxeles (6) operen a una corriente promedio igual a I_{b2} .

5 Si los píxeles contuvieran una tercera etapa de transimpedancia, es decir un segundo bloque de amplificación adicional (10) conectado en cascada o iteración con el primero, es decir si $n=3$, al circuito de control de ganancia automático (3) habría de añadirse 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 T9a₂, T9b₂ y T9c₂ alimentados por una corriente igual al promedio de la corriente correspondiente en los
10 píxeles (6). En este ejemplo particular, esta corriente sería igual a I_{b2} , ya que se supone que el espejo formado por T8a₁ a T8c₁ en los píxeles (6) es de ganancia de unidad. Si su ganancia no fuera de unidad, habría que multiplicar esta corriente I_{b2} por dicha ganancia. Se añade a su vez el amplificador de transconductancia (22) T10₂ y el amplificador A4 junto con una referencia de corriente I_{b3} que representa el valor del promedio de corriente al que
15 queramos 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_{o2} que se comparte con todos los píxeles (6), ajustando así el promedio de corriente de la segunda etapa de transimpedancia (13) en los píxeles (6).

20 Si los píxeles (6) tuvieran más bloques de amplificación adicional (10), en el circuito de control de ganancia automático (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
25 secuencia de pasos a realizar dentro de cada píxel, y la segunda parte (44) que 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
30 automático de ganancia (AGC). Esta fotocorriente se amplifica (25) pasando a $A_i I_{ph}$, donde la ganancia en corriente A_i la determina el propio AGC. La corriente resultante $A_i I_{ph}$ 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 de diodo y conectados en serie tal y como se muestra en la figura 8. Cada transistor MOS en configuración de diodo genera una diferencia de potencial de valor $V_o \log(A_i I_{ph} / I_s)$, 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 $V_{o1} = N_1 V_o \log(A_i I_{ph} / I_s)$.
35

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
40 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 de 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 $V_{o2} = N_2 V_o \log(A_2 I_2 / I_s)$.
45

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 $V_{act} = N_1 N_2 \dots N_n V_o \log(A_i A_2 \dots A_n I_{ph} / I_s)$. Posteriormente se calcula (33) en cada instante la diferencia entre la salida de tensión resultante $V_{act}(t)$ y la que hubo en el instante de reseteo inmediatamente anterior $t_{reseteo}$. Se obtiene así en cada instante el valor $\Delta V(t) = V_{act}(t) - V_{act}(t_{reseteo}) =$
50 $N_1 N_2 \dots N_n V_o \log(I_{ph}(t) / I_{ph}(t_{reseteo}))$, 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 $t_{reseteo}=t$ (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 $t_{reseteo}=t$ (38), y el píxel emite un evento negativo (39). Finalmente, para cada evento que genere cada
55 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 $A_i = I_{b1} / \langle I_{ph} \rangle$ (42),
60 donde I_{b1} es el nivel de corriente promedio al que se quiere hacer operar el primer amplificador de transimpedancia y este valor resultante es el que se emplea como la ganancia de amplificación de corriente en todos los píxeles, tal y como se describió en la etapa de amplificación de la fotocorriente (25) en el AGC pasando a $A_i I_{ph}$.

REIVINDICACIONES

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

- 5 - una matriz de píxeles (1), donde cada píxel (6) comprende:
- a) un fotosensor (D_1) que genera una fotocorriente (I_{ph1}) proporcional a una luz incidente en su superficie;
 - b) un espejo de corriente de ganancia ajustable (8) 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 primer transistor colector ($T4c_1$) conectado en configuración de diodo y cuyos nodos están conectados con los transistores colectores ($T4c_1$) del resto de píxeles (6) de la matriz (1);
 - c) un primer amplificador de transimpedancia ($T6a_1$ - $T6d_1$) colocado a la salida del primer espejo de corriente de ganancia ajustable (8), estando el primer amplificador de transimpedancia ($T6a_1$ - $T6d_1$) formado por al menos dos transistores MOS polarizados en inversión débil y colocados en serie, cada transistor MOS estando en configuración de diodo, para la conversión de la fotocorriente a una tensión logarítmica;
 - 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 reseteo; y,
 - 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,

- un bloque arbitrador y codificador de eventos (2) conectado a la salida de la matriz de píxeles (1), **caracterizado por que** el dispositivo comprende además un circuito de control de ganancia automático AGC (3) configurado para ajustar la amplificación de los primeros espejos de corriente de ganancia ajustable (8), que comprende:

- i) un segundo transistor colector ($T4c_2$) que es una réplica del transistor colector de los píxeles ($T4c_1$),
- ii) un segundo espejo de corriente de ganancia ajustable (16) que es una réplica del primer espejo de corriente de ganancia ajustable del píxel (8) en el cual el terminal de compuerta de un transistor MOS de entrada ($T4a_2$) está conectado a una tensión V_G , un transistor MOS de salida ($T5_2$) tiene el terminal de compuerta conectado a una tensión $V_{GA'}$ y la salida del segundo espejo de corriente de ganancia ajustable (16) se conecta a una primera referencia de corriente I_{b1} ;
- iii) un primer amplificador de tensión diferencial (A1) cuya entrada negativa se conecta a la salida del segundo espejo de corriente de ganancia ajustable (16), cuya entrada positiva se conecta a una referencia de tensión, y cuya salida se conecta al terminal de compuerta del transistor MOS de salida ($T5_2$), generando la tensión $V_{GA'}$;
- iv) un segundo amplificador de tensión diferencial (A2) conectado en configuración de ganancia de unidad, que copia la tensión $V_{GA'}$ a los terminales de compuerta de los transistores de salida ($T5_1$) de los primeros espejos de corriente de ganancia ajustable de los píxeles (8) cuya tensión es V_{GA} .

2. El dispositivo para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa, según la reivindicación 1, **caracterizado por que** la conexión del primer 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 primer amplificador de transconductancia ($T7_1$), un espejo de corriente de ganancia fija (12) conectado a la salida del primer 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 de diodo, estando el amplificador de transimpedancia ($T9a_1$ - $T9c_1$) adicional 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 adicional (10) se conectan entre ellos en cascada o iteración, mediante la conexión del terminal de compuerta del primer 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 primer espejo de corriente de ganancia ajustable (8) está formado por al menos un

transistor MOS de entrada (T4a₁), un transistor MOS de salida (T5₁) y un amplificador de inversor de tensión (T1₁-T3₁).

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 (T4a₁) 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 (D₁); y,
- su terminal fuente conectado a la salida del amplificador de inversor de tensión (T1₁-T3₁).

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 (T5₁) del espejo de corriente de ganancia ajustable (8) tiene:

- su terminal fuente conectado con el terminal fuente del transistor MOS de entrada (T4a₁);
- su terminal de compuerta conectado a una tensión V_{GA} que se fija mediante el circuito de control de ganancia automático 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 una 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 la reivindicación 2, **caracterizado por que** el circuito de control de ganancia automático AGC (3) comprende un segundo transistor MOS de salida (T5b₂) del segundo espejo de corriente de ganancia ajustable (16) que comparte los terminales de compuerta y fuente del primer transistor MOS de salida (T5₂), y cuyo terminal drenador constituye una segunda salida del segundo espejo de corriente de ganancia ajustable (16) y una etapa de ajuste adicional para cada bloque de amplificación adicional (10) del píxel (6), donde cada etapa de ajuste adicional comprende:

- un segundo amplificador de transimpedancia (T6a₂-T6d₂) que es una réplica del primer amplificador de transimpedancia en los píxeles (T6a₁-T6d₁) cuya entrada se conecta a la salida del transistor MOS de salida (T5b₂) generando así en el segundo amplificador de transimpedancia (T6a₂-T6d₂) una tensión logarítmica;
- un segundo amplificador de transconductancia (T7₂) que es una réplica del primer amplificador de transconductancia (T7₁) en el bloque de amplificación adicional (10) en los píxeles, cuya compuerta se conecta a la salida del transistor MOS de salida (T5b₂), 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} .

9. El dispositivo para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa, según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, **caracterizado por que** el circuito de control de ganancia automático AGC (3) 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.

10. 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 9, **caracterizado por que** en cada píxel (6) de la matriz (1), se llevan a cabo al menos las siguientes etapas:

- 1) transformar la luz incidente en el píxel en una corriente I_{ph} mediante el fotodiodo (D₁);
- 2) amplificar la corriente I_{ph} hasta un valor $A_i I_{ph}$ mediante el primer espejo de corriente de ganancia ajustable (8);
- 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 luminosidad promedia de todos los píxeles mediante el circuito de control de ganancia automático AGC (3), que ajusta la amplificación en la etapa 2;
- 4) convertir la corriente $A_i I_{ph}$ adaptada a una tensión mediante el primer amplificador de transimpedancia (T6a₁-T6d₁) que comprende una pluralidad de transistores MOS polarizados en inversión débil y conectados en serie, estando cada uno de ellos conectado en configuración de 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:

- 5
- 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:

- 10
- 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.
- 15

11. El método para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa, según la reivindicación 10, **caracterizado por que** se calcula una diferencia en la tensión entre dos instantes consecutivos de reseteo mediante el circuito de condensadores conmutados (14).

20

12. El método para la detección de la variación temporal de la intensidad luminosa, según la reivindicación 10 u 11, **caracterizado por que** tras convertir la corriente $A_{i_{ph}}$ 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 $A_{i_{ph}}$ mediante al menos un bloque de amplificación adicional (10).

25

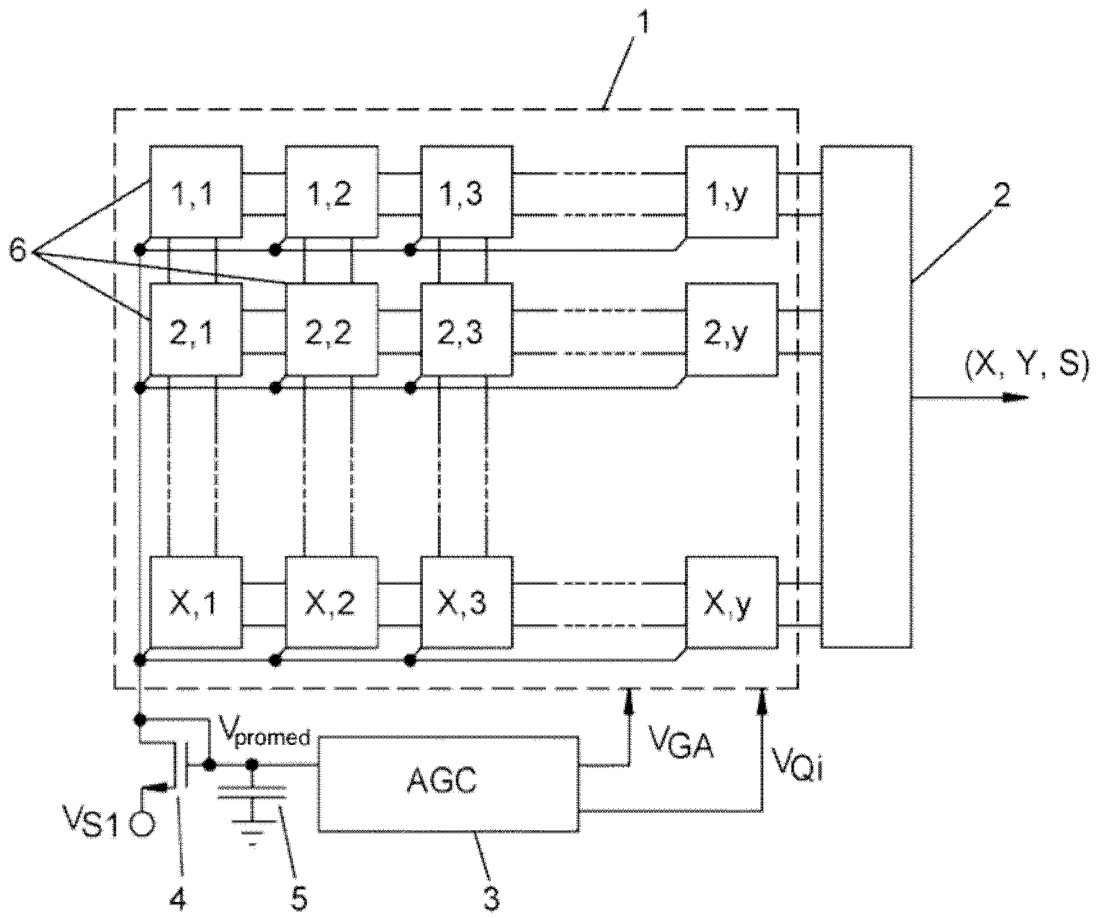


FIG. 2

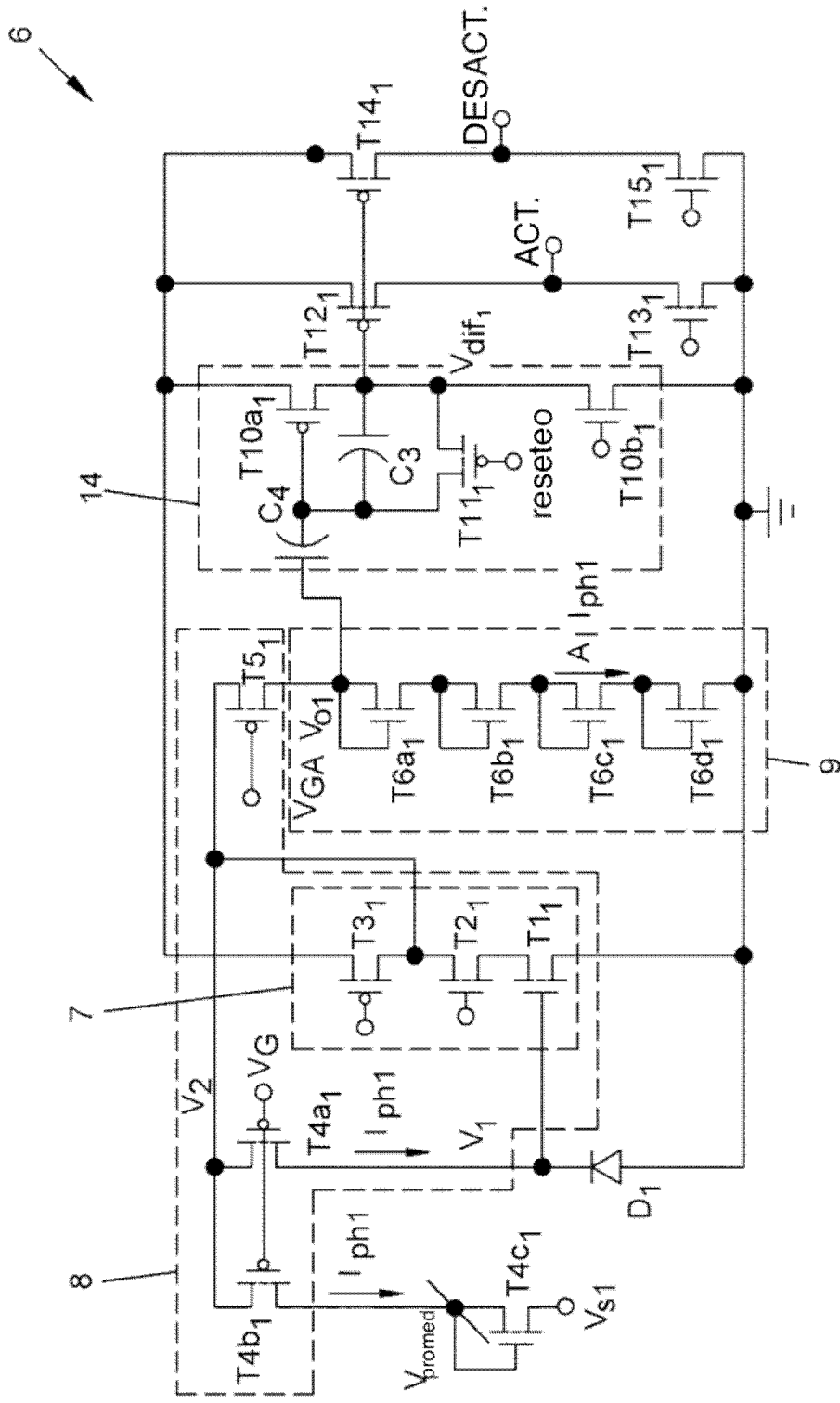


FIG. 3

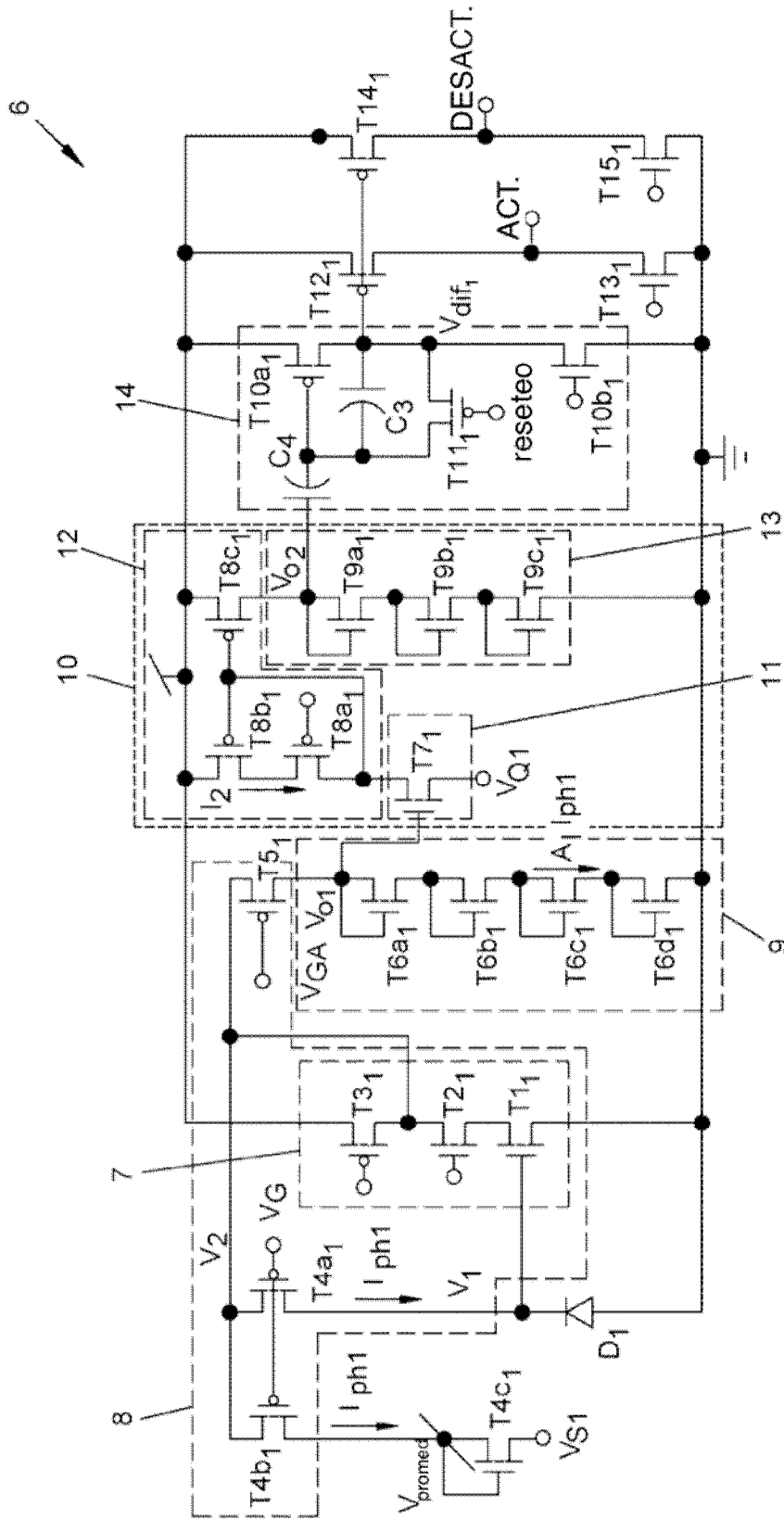


FIG. 4

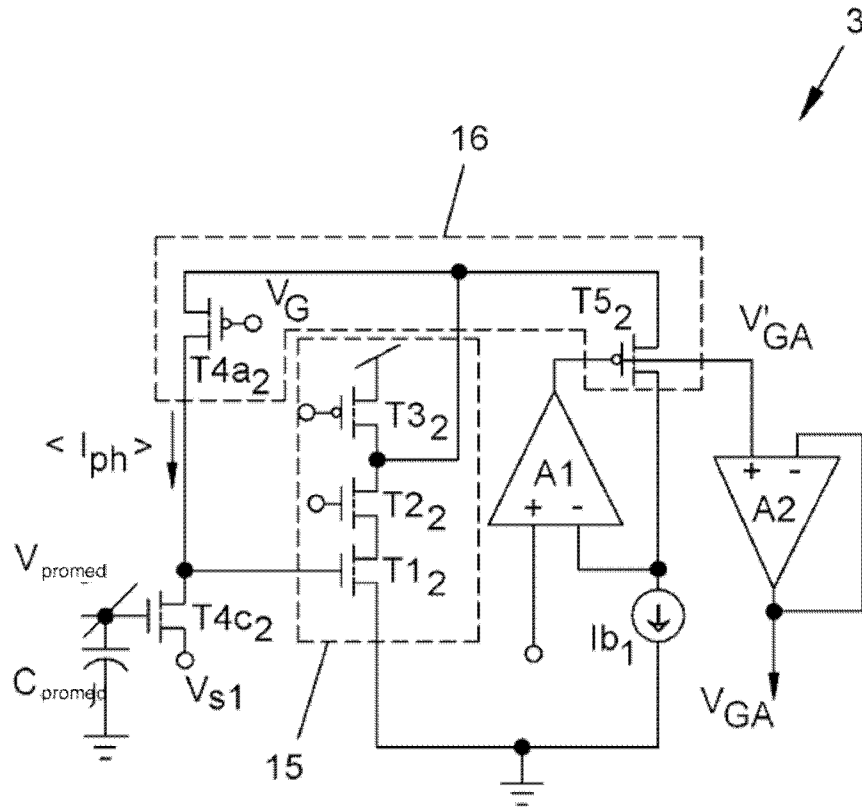


FIG. 5

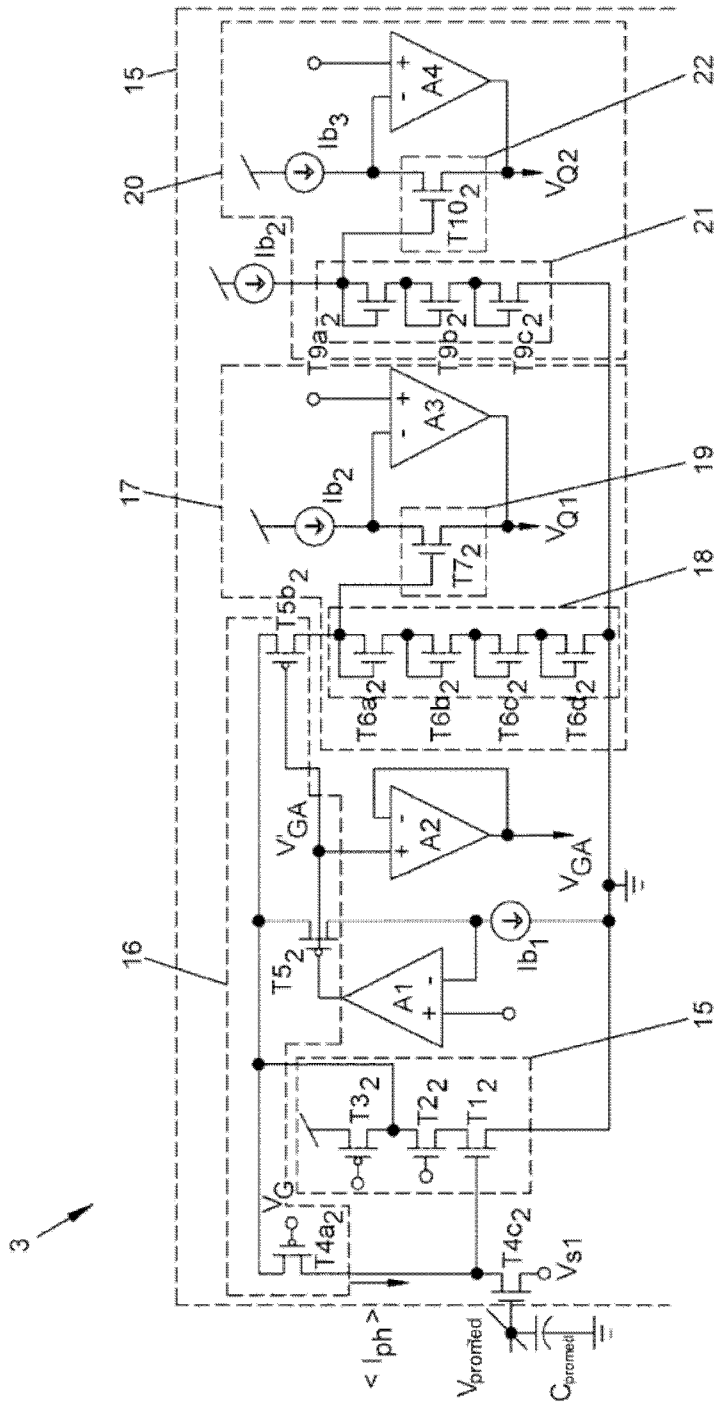


FIG. 6

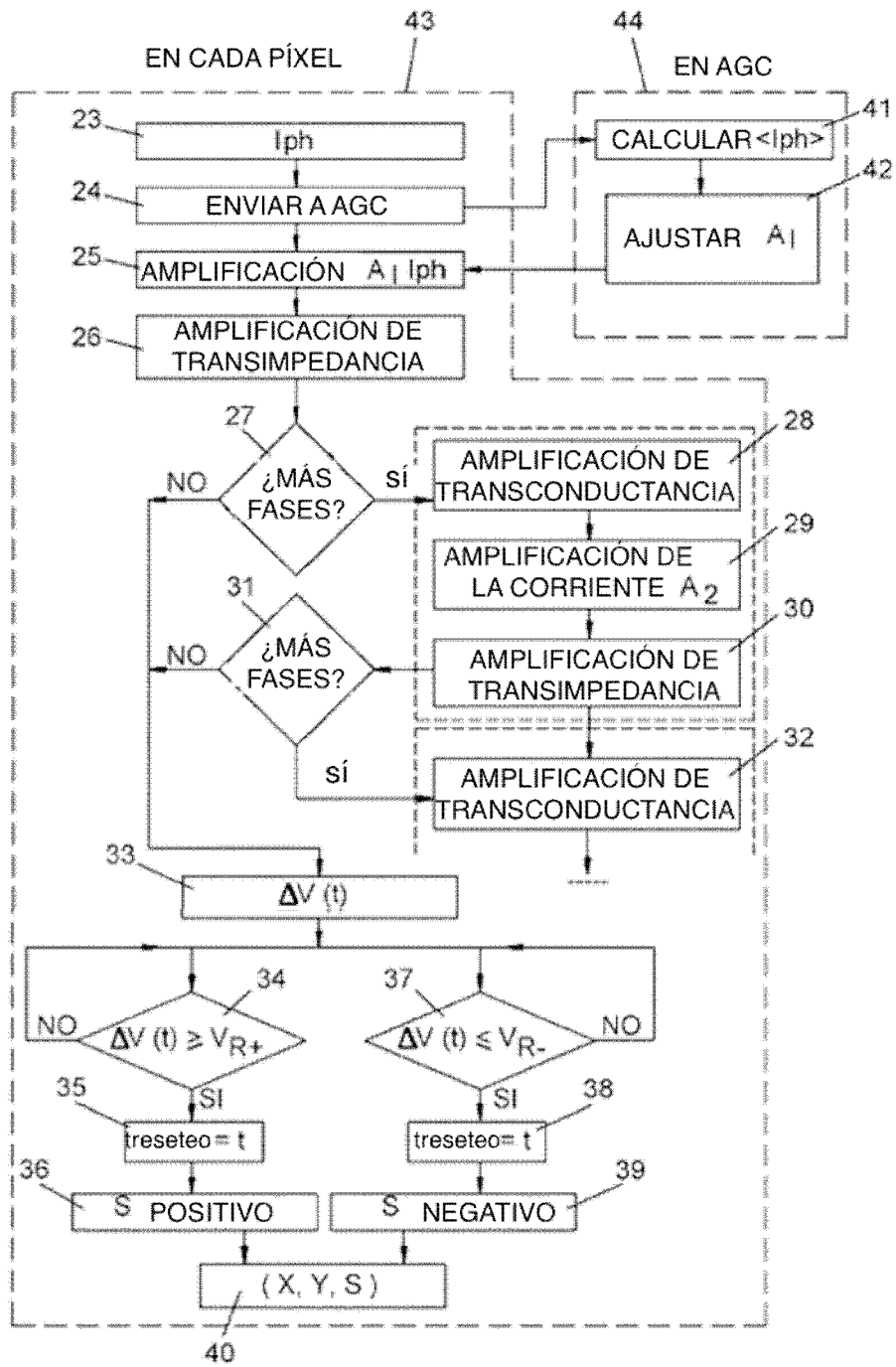


FIG. 7

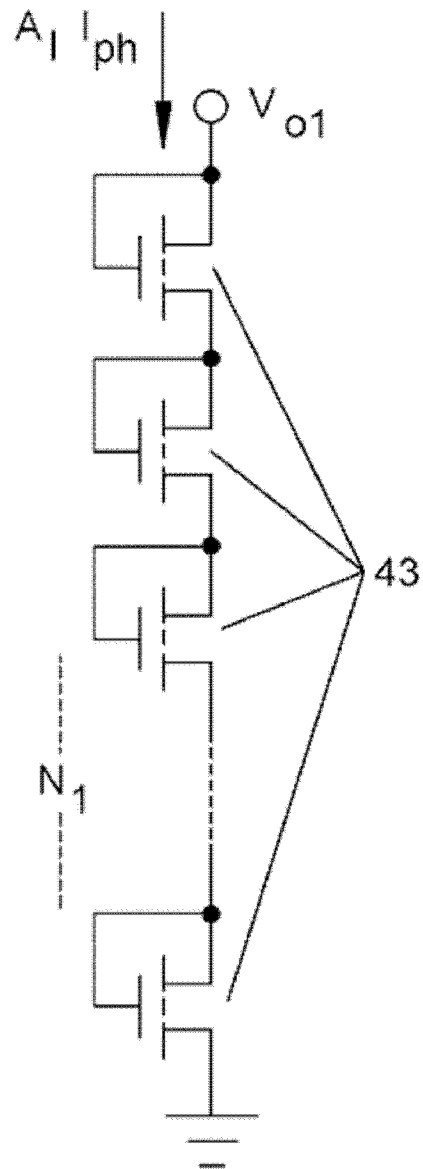


FIG. 8

ESTADO DE LA TÉCNICA