



Trabajo Fin de Máster

“Máster Universitario en Microelectrónica: Diseño y Aplicaciones de Sistemas Micro/Nanométricos”

**Diseño de un prototipo de sensor solar  
asíncrono con fotodiodos operando en región  
fotovoltaica**

Autor: Ivan De Gracia Farrerons

Tutor: Juan Antonio Leñero Bardallo

27 de noviembre 2022



# ÍNDICE DE CONTENIDOS

---

1. Introducción y motivación .....	10
2. Revisión del estado del arte .....	13
2.1 Nociones básicas de física de semiconductores .....	13
2.2 Sensores solares.....	20
2.3 Protocolo de comunicación AER.....	24
3. Diseño del píxel .....	28
3.1 Arquitectura y modos de operación .....	28
3.2 Simulaciones Eléctricas .....	33
3.2.1 Comparador .....	33
3.2.2 Píxel modo continuo .....	42
3.2.3 Píxel modo octopus .....	49
3.2.4 Píxel híbrido .....	58
4. Implementación física y layout .....	66
4.1 Layout del comparador.....	66
4.2 Layout del fotodiodo .....	67
4.3 Layout del píxel híbrido .....	68
5. Conclusiones y trabajo futuro .....	72



## ÍNDICE DE TABLAS

---

Tabla 3. 1. Resumen de las prestaciones de los principales modos de operación del sensor continuo y octopus.....	33
Tabla 3. 2. Definición de las 4 esquinas de la tecnología.....	39
Tabla 3. 3. Resumen con los principales consumos de cada circuito implementado. ....	60



## LISTA DE FIGURAS

---

Fig. 2.1. Estructura tipo diamante formada por la interpenetración de dos redes cúbicas centradas en las caras y desplazadas una respecto a la otra 1/4 a lo largo de la diagonal del cubo. ....	13
Fig. 2.2. Estructura de bandas que caracterizan a un semiconductor. El borde inferior de la banda de conducción, $E_c$ , representa la mínima energía cinética de un electrón libre, mientras que el techo de la banda de valencia, $E_v$ , representa la mínima energía cinética de un hueco. ....	14
Fig. 2.3. Unión PN en equilibrio. $W_n$ y $W_p$ forman la zona de depleción. ....	15
Fig. 2.4. (a) Polarización de la unión en equilibrio, directa y inversa; (b) Bandas de energía en cada caso. En polarización directa, el potencial a través de la unión disminuye, mientras que en reversa aumenta. ....	16
Fig. 2.5. Característica I-V del diodo junto con su símbolo (K y A hacen referencia al cátodo y ánodo, respectivamente). ....	16
Fig. 2.6. (a) Diagrama de una unión PN polarizada en reversa recibiendo iluminación; (b) Característica I-V correspondiente, donde GL se corresponde con la tasa de fotogeneración. ....	17
Fig. 2.7. Diagrama básico (izquierda) y característica I-V mostrando las distintas zonas de operación de un diodo bajo iluminación. ....	18
Fig. 2.8. (a) Representación del cuadrante de la característica I-V de la unión PN tomando la corriente en sentido contrario. (b) Modelo del circuito para un diodo operando como celda solar. ....	18
Fig. 2.9. Estructura básica de un sensor solar analógico. ....	21
Fig. 2.10. (a) Estructura básica de un sensor digital; (b) Arquitectura del sistema completo de un sensor solar digital. ....	22
Fig. 2.11. (a) Implementación de un píxel capaz de generar pulsos en función de la iluminación recibida; (b) Respuesta temporal de la tensión de la capacidad de integración, $V_{ph}$ . ....	24
Fig. 2.12. Mecanismo del protocolo de comunicación AER. ....	25
Fig. 2.13. Señales de comunicación entre un dispositivo emisor y un receptor junto con su cronograma correspondiente. ....	25
Fig. 2.14. (a) Arbitrador básico. (b) Árbol de siete arbitadores. ....	26
Fig. 3.1. Esquemático general del píxel híbrido. Dimensiones de los transistores (W/L, $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ ): $M_{N,1,2,3,4,5,6,7,8} = 3/0.2$ ; $M_{P,1,2} = 0.8/0.2$ ; $M_{N,RESET} = 0.46/0.45$ . Todas las puertas lógicas se han implementado con transistores de tamaño mínimo. ....	29
Fig. 3.2. Diagrama de los principales bloques del sensor continuo. El bloque central es la matriz de píxeles y en la periferia se encuentra la lógica digital encargada de calcular el centroide de la región iluminada. ....	30
Fig. 3.3. Diagrama de los principales bloques del sensor octopus. El bloque central es la matriz de píxeles y en la periferia se encuentra la lógica asíncrona para la comunicación entre los píxeles y el exterior mediante una FPGA. ....	31
Fig. 3.4. Esquemático final del comparador. Dimensiones de los transistores (W/L, $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ ): $M_{P,B} =$	

7.04/0.4, $M_{P,1,2} = 3.52/0.18$ , $M_{N,1,2} = 0.88/2$ ( $m=2$ ); $M_{N,RESET,EN} = 0.88/0.3$ ; $M_{P,3,4} = 0.8/0.2$ ; $M_{N,3,4} = 0.44/0.2$ . .....	34
Fig. 3.5. Sensibilidad del fotodiodo en función de la iluminación y tensión de circuito abierto a $T = 30$ °C. .....	35
Fig. 3.6. Respuesta temporal del comparador con $V_{TH} = 0.25V$ .....	36
Fig. 3.7. (a) Ciclo de histéresis del comparador con una tensión de polarización $V_{bias} = 0.55V$ . (b) Ciclo de histéresis del comparador con una tensión de polarización $V_{bias} = 0.35V$ .....	37
Fig. 3.8. Respuesta temporal del comparador para distintos casos de sensibilidad.....	37
Fig. 3.9. Consumo dinámico del comparador para el caso nominal ( $V_{TH} = 0.25 V$ ). .....	38
Fig. 3.10. Respuesta temporal del comparador en cada esquina para $V_{inn} = 0.15 V$ .....	39
Fig. 3.11. Respuesta temporal del comparador en cada esquina para $V_{inn} = 0.25 V$ .....	40
Fig. 3.12. Respuesta temporal del comparador en cada esquina para $V_{inn} = 0.35 V$ .....	40
Fig. 3.13. Respuesta temporal del comparador en cada esquina para $V_{inn} = 0.45 V$ .....	41
Fig. 3.14. Resultados de la simulación Monte Carlo del comparador considerando 300 muestras.....	42
Fig. 3.15. Diseño final del píxel continuo. Dimensiones de los transistores ( $W/L$ , $\mu m/\mu m$ ): $M_{N,1,2,3,4} = 3/0.2$ ; $M_{P,1,2} = 0.8/0.2$ ; $M_{N,RESET} = 0.44/0.45$ . .....	43
Fig. 3.16. Respuesta temporal píxel en modo continuo para condiciones de iluminación nominales ( $V_{TH} = 0.25 V$ ). .....	44
Fig. 3.17. (a) Activación de la señal de salida del comparador y REQ_ROW ( $V_{TH}=0.25V$ ). (b) Desactivación de la señal de salida del comparador y REQ_ROW ( $V_{TH}=0.25V$ ). .....	44
Fig. 3.18. Respuesta temporal del píxel continuo para distintos casos de sensibilidad.....	45
Fig. 3.19. Consumo dinámico del píxel continuo en un ciclo de activación/desactivación.....	46
Fig. 3.20. Respuesta temporal del píxel continuo en cada esquina para $V_{TH} = 0.15V$ .....	47
Fig. 3.21. Respuesta temporal del píxel continuo en cada esquina para $V_{TH} = 0.25V$ .....	47
Fig. 3.22. Respuesta temporal del píxel continuo en cada esquina para $V_{TH} = 0.35V$ .....	48
Fig. 3.23. Respuesta temporal del píxel continuo en cada esquina para $V_{TH} = 0.45V$ .....	48
Fig. 3.24. Resultados de la simulación Monte Carlo del píxel continuo considerando 300 muestras. ....	49
Fig. 3.25. Diseño final del píxel octopus. Dimensiones de los transistores ( $W/L$ , $\mu m/\mu m$ ): $M_{N,1,2,3,4} = 3/0.2$ ; $M_{P,1,2} = 0.8/0.2$ ; $M_{N,RESET} = 0.46/0.45$ . .....	50
Fig. 3.26. Cronograma de las señales involucradas en la operación del píxel tipo octopus. ....	51
Fig. 3.27. Respuesta temporal del píxel octopus para dos casos de fotocorriente generada por el fotodiodo ( $V_{TH} = 0.25V$ ). .....	52
Fig. 3.28. Consumo del píxel octopus para dos casos de fotocorriente generada por el fotodiodo ( $V_{TH} = 0.25V$ ).....	54
Fig. 3.29. Análisis temporal de las cuatro esquinas de la tecnología para una fotocorriente generada de 1 pA. ....	55



Fig. 3.30. Análisis temporal de las cuatro esquinas de la tecnología para una fotocorriente generada de 1 nA. ....	55
Fig. 3.31. Análisis Monte Carlo para una fotocorriente generada de 1 pA. ....	57
Fig. 3.32. Análisis Monte Carlo para una fotocorriente generada de 1 nA. ....	57
Fig. 3.33. Esquemático del píxel híbrido. Dimensiones de los transistores (W/L, $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ ): $M_{N,1,2,3,4,5,6,7,8} = 3/0.2$ ; $M_{P,1,2} = 0.8/0.2$ ; $M_{N,RESET} = 0.46/0.45$ . Todas las puertas lógicas se han implementado con transistores de tamaño mínimo. ....	58
Fig. 3.34. Respuesta temporal del píxel híbrido donde se observan los dos tipos de operación: modo continuo y octopus. ....	59
Fig. 3.35. Respuesta temporal del píxel híbrido para el caso nominal. ....	60
Fig. 3.36. Respuesta temporal del píxel híbrido para la esquina C0 (fast-fast) con una fotocorriente de 1 pA. ....	61
Fig. 3.37. Respuesta temporal del píxel híbrido para el caso C1 (fn-sp) con una fotocorriente de 1 pA. ...	61
Fig. 3.38. Respuesta temporal del píxel híbrido para el caso C2 (sn-fp) con una fotocorriente de 1 pA. ...	62
Fig. 3.39. Respuesta temporal del píxel híbrido para el caso C3 (slow-slow) con una fotocorriente de 1 pA. ....	62
Fig. 3.40. Análisis Monte Carlo de la respuesta del píxel híbrido en modo continuo. ....	63
Fig. 3.41. Análisis Monte Carlo del píxel híbrido en modo octopus para una fotocorriente generada de 1 pA. ....	63
Fig. 3.42. Análisis Monte Carlo del píxel híbrido en modo octopus para una fotocorriente generada de 1 nA. ....	64
Fig. 4.1. Layout del comparador. ....	67
Fig. 4.2. (a) Layout del fotodiodo base. (b) Layout del fotodiodo adaptado al píxel híbrido. ....	68
Fig. 4.3. (a) Layout del píxel híbrido. (b) Identificación de los bloques principales que forman el píxel. ...	69
Fig. 4.4. Clúster de 4x4 píxeles híbridos. ....	70
Fig. 4.5. (a) Matriz de 128 x 128 píxeles híbridos. (b) Zoom de la matriz de píxeles para observar la conexión en cascada de los clústers de 4x4. ....	70



# 1. Introducción y motivación

Debido al abaratamiento significativo de los costes de fabricación y puesta en órbita de los sistemas de navegación espacial en los últimos años, se ha acelerado el desarrollo de satélites de dimensiones reducidas por parte de empresas aeronáuticas, tecnológicas e instituciones de investigación [5][8]. Por ejemplo, según un informe de la Agencia Euroconsult, entre 2018 y 2028 se estima que serán lanzados más de 7.000 satélites al espacio [6].

Los sistemas de determinación de actitud es un subsistema crucial utilizado a bordo de satélites, drones, naves espaciales y cohetes de sondeo. Su función es medir la orientación del objeto espacial respecto a un sistema de referencia inercial, lo que permite al sistema de control de actitud ajustar y alinear la nave espacial o instrumentos específicos con el vector de orientación deseado [8][9][10][11].

Durante las últimas décadas, ha crecido el número de empresas dedicadas al diseño y fabricación de sensores solares para la navegación espacial. Estos utilizan el Sol como referencia para la orientación de las naves y su diseño está condicionado por unas severas restricciones [2][5][15][16][17]. Deben tener un tiempo de respuesta bajo, un reducido consumo de energía, poco peso, complejidad baja, dimensiones reducidas, tolerantes a las radiaciones espaciales y además, tienen que satisfacer las especificaciones de funcionamiento como la precisión, la resolución y el campo de visión [2][8][9][18].

Los sensores solares se dividen en dos grandes grupos: analógicos y digitales. Los primeros, están basados en MEMs que iluminan diferentes áreas fotosensibles según la radiación recibida del Sol, son rápidos pero poco robustos frente al efecto albedo. Generalmente, en aplicaciones aeroespaciales, los sensores comerciales son digitales y están compuestos por un sensor de imagen constituido por una matriz de píxeles encargada del sensado de la iluminación. Normalmente, esta matriz está cubierta por una lámina dedicada de tipo pinhole (con un orificio) y dependiendo de la posición del Sol, se ilumina una porción de la matriz. Conociendo la región iluminada se calcula el centroide de ésta y, con ello es posible conocer la posición relativa del Sol respecto del sensor (latitud, azimut) empleando relaciones trigonométricas sencillas [1]. Uno de los principales inconvenientes de estos sensores es que se leen todos los píxeles de la matriz de manera periódica, incluso si no están iluminados, lo cual resulta información redundante, ralentiza la operación del sensor y conlleva un mayor consumo de energía.

Con el propósito de solucionar estas limitaciones, los sensores solares asíncronos tienen un gran potencial para los sistemas de navegación espacial. Frente a los sensores solares clásicos síncronos, los asíncronos tienen una serie de ventajas inherentes. En primer lugar, solo los píxeles iluminados generan información, lo cual implica un ahorro considerable de energía, ancho de banda y tiempo de procesamiento. Por otra parte, su latencia es muy reducida y su operación es sencilla [2].

El principal objetivo de este trabajo aborda el diseño microelectrónico de un píxel híbrido y su layout en la tecnología UMC180nm para un sensor solar digital, combinando dos tipos de arquitecturas para poder

disponer de cierta flexibilidad en su operación y así, aprovechar las ventajas de cada uno de ellas según el propósito final del píxel. El estudio también incorporará la optimización del píxel para los sistemas de navegación espacial, como por ejemplo la mejora del diseño del comparador para que opere con tensiones de alimentación por debajo de 1.8 V, la minimización del área total del píxel reduciendo las dimensiones de los transistores y del consumo total del píxel.

En el primer capítulo se introducirá de manera breve los conceptos teóricos básicos para contextualizar y comprender de manera adecuada los objetivos del trabajo, presentando también los distintos tipos de sensores y su circuitería básica. En el capítulo 3, se describe la arquitectura y el principio de funcionamiento de cada bloque del píxel híbrido, junto con su diseño y presentación de los resultados obtenidos mediante simulación. Luego, el capítulo 4 se centra en la implementación física del píxel, es decir, su layout junto con una pequeña matriz de 4x4 píxeles híbridos. Por último, en el capítulo 5 se encuentran las conclusiones obtenidas tras la realización del trabajo y se enumeran diferentes líneas futuras posibles.



## 2. Revisión del estado del arte

Durante este capítulo se tratarán los aspectos teóricos de los elementos principales involucrados en los sensores solares, revisando la física de los materiales semiconductores y estudiando cómo aprovechar sus características para crear dispositivos electrónicos capaces de interactuar con la iluminación para así, extraer información interesante y poder actuar en consecuencia en diferentes aplicaciones espaciales. También se hará un repaso a las distintas familias de sensores solares, comentando sus ventajas e inconvenientes principales para entender en qué aplicaciones pueden encajar unos u otros.

### 2.1 Nociones básicas de física de semiconductores

Un átomo emite radiación cuando el electrón realiza una transición desde un orbital con energía mayor hacia un orbital con energía menor; de igual modo, para que un electrón realice una transición de un nivel de energía inferior a otro superior, será necesario proporcionarle una cantidad apropiada de energía. Dependiendo del número de electrones de valencia que posea un átomo (número de electrones del último orbital), este podrá perderlos, capturarlos o compartirlos con otros átomos si se encuentran a una distancia adecuada.

La mayoría de los átomos que dan origen a materiales semiconductores se agrupan mediante enlace covalente y cristalizan en una estructura denominada diamantina, que en esencia está formada por dos estructuras cúbicas de cara centrada interpenetradas de tal manera que, a una distancia igual a la cuarta parte de cada diagonal principal, se ubica un motivo cristalino. Un ejemplo de esta estructura cristalina lo constituye un material semiconductor compuesto por átomos de arseniuro y de galio, llamado arseniuro de galio (GaAs) tal y como se ilustra en la Fig. 2.1 [30].

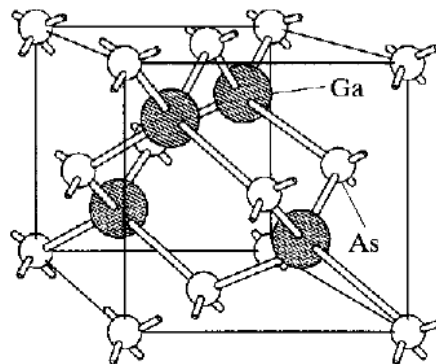


Fig. 2.1. Estructura tipo diamante formada por la interpenetración de dos redes cúbicas centradas en las caras y desplazadas una respecto a la otra  $1/4$  a lo largo de la diagonal del cubo.

El modelo de Kronig-Penney condujo a que los portadores de carga, negativos y positivos (o huecos), residen respectivamente, en la banda de conducción y en la banda de valencia, y que estas se hallan separadas entre sí por un gap (región prohibida) que estos portadores no pueden ocupar, tal y como se indica en la Fig. 2.2 [31], donde  $E_C$  representa la energía de la banda de conducción,  $E_V$  la energía de la banda de valencia y la diferencia entre ellas,  $E_G$ , es la mencionada banda prohibida. Una característica interesante es que dependiendo del estado de llenado de los niveles energéticos y del ancho de la banda prohibida de los sólidos cristalinos, es posible clasificarlos en tres grandes grupos: materiales aislantes, los cuales tienen una separación considerable entre bandas; los metales, donde la banda de conducción y la de valencia se solapan y por lo tanto, no existe el gap prohibido; y por último, los materiales semiconductores son los que presentan un gap intermedio (alrededor de 1 eV).

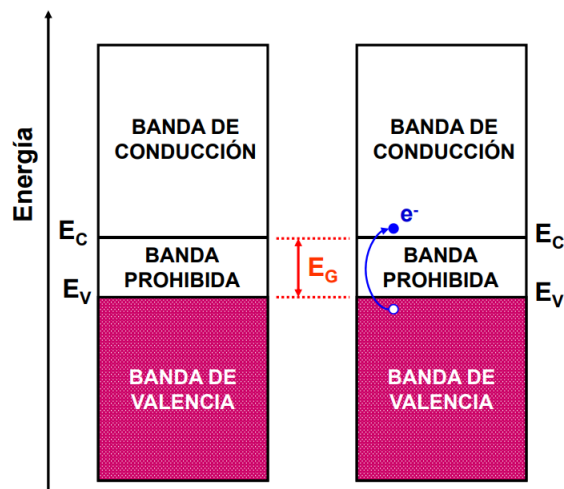


Fig. 2.2. Estructura de bandas que caracterizan a un semiconductor. El borde inferior de la banda de conducción,  $E_C$ , representa la mínima energía cinética de un electrón libre, mientras que el techo de la banda de valencia,  $E_V$ , representa la mínima energía cinética de un hueco.

Centrándonos en los materiales semiconductores, que son especialmente de interés en el campo de la electrónica, los electrones de valencia (a una temperatura superior a 0 K) tienen la posibilidad de superar el gap energético y ocupar un orbital de la banda de conducción, quedando un nivel atómico vacío en la banda de valencia, comúnmente denominado hueco.

La concentración de portadores se suele definir como la cantidad de portadores contenidos en un centímetro cúbico de material. En los semiconductores intrínsecos la concentración de impurezas es despreciable, mientras que en los semiconductores extrínsecos estas concentraciones son las encargadas de proporcionar las propiedades eléctricas que los caracterizan. De éstos, existen dos tipos: los semiconductores extrínsecos de tipo N, que presentan impurezas donadoras y, por lo tanto, contienen una concentración superior de electrones que de huecos; y los de tipo P que, por el contrario, disponen de impurezasceptoras y consecuentemente, la concentración de huecos es superior a la de electrones [20][21].

## 2.1.1 La unión PN

Al unir abruptamente dos materiales semiconductores extrínsecos con diferentes dopajes, se obtiene la unión PN denominada comúnmente diodo. La diferencia de concentración de portadores entre ambos lados origina corrientes de difusión, de huecos hacia el lado N y de electrones hacia el lado P, que tienden a homogeneizar la concentración de portadores en todo el material. Los electrones del lado N cercanos a la unión pasan al lado P, lo cual da origen a una carga eléctrica positiva en la zona N próxima a la unión (carga positiva que se produce por la pérdida de electrones, más el aporte de huecos desde P). Asimismo, la zona P próxima a la unión se carga en negativo (por la pérdida de huecos enviados a la otra zona, más el aporte de electrones que le llegan desde N), tal y como indica la Fig. 2.3 [21]. Entre ambos lados de la unión se crea una especie de condensador cargado y, consecuentemente, un campo eléctrico que va de N a P y se opone a la difusión de los portadores.

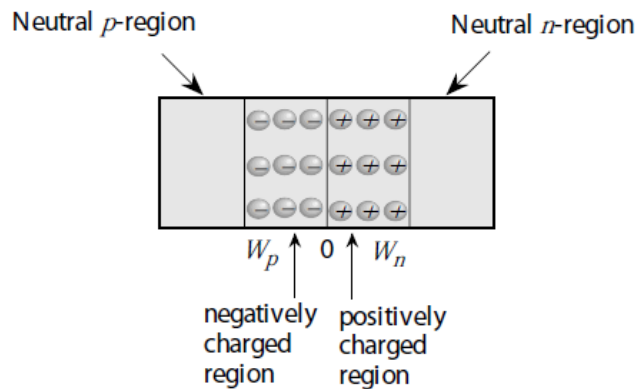


Fig. 2.3. Unión PN en equilibrio.  $W_n$  y  $W_p$  forman la zona de deplexión.

El potencial de barrera es negativo en el lado P y positivo en el N, de forma que, si se conecta una tensión exterior con el terminal negativo hacia P y el positivo hacia N, es decir, con polarización inversa, dicha tensión se suma al potencial de barrera y ambas juntas impiden la conducción a través del diodo. En cambio, si la tensión es positiva hacia P y negativa hacia N, denominado como polarización directa, dicha tensión exterior se opone al potencial de barrera, disminuyéndolo. En este caso, existirán portadores (huecos del lado P y electrones del lado N) capaces de saltar energéticamente la barrera y contribuir a la conducción en el sentido del campo exterior aplicado, de P a N, tal y como se puede ver en la Fig. 2.4 [21].



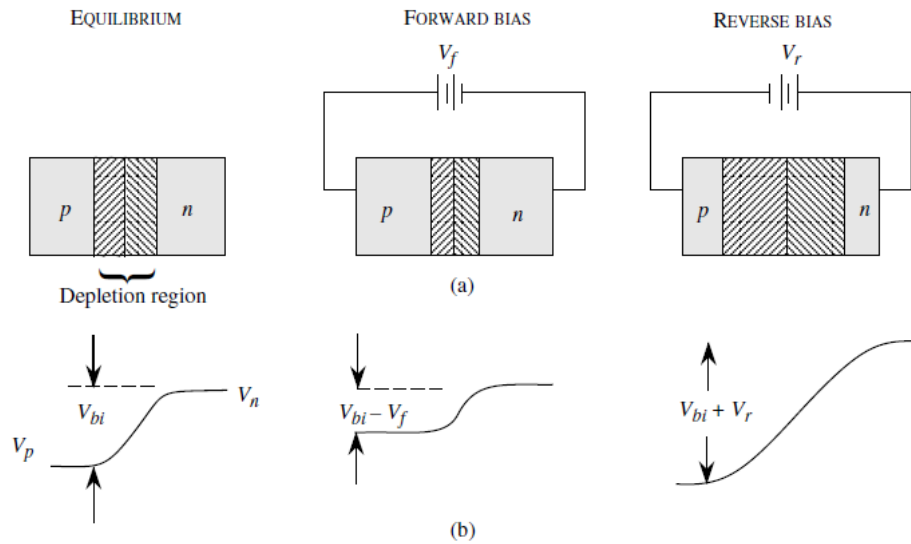


Fig. 2.4. (a) Polarización de la unión en equilibrio, directa y inversa; (b) Bandas de energía en cada caso. En polarización directa, el potencial a través de la unión disminuye, mientras que en reversa aumenta.

La intensidad que atraviesa el diodo será tanto mayor cuanto menor sea la barrera de potencial que se opone a ella en la unión, es decir, cuanto mayor sea la tensión aplicada al diodo en directa y crecerá de manera exponencial a partir de una tensión umbral,  $V_{th}$ , que depende de las propiedades de la unión. Dichas propiedades eléctricas normalmente se representan mediante la curva I-V de la Fig. 2.5 [21], la cual también incluye el símbolo típico del diodo con sus correspondientes terminales: el ánodo (A) y el cátodo (K).

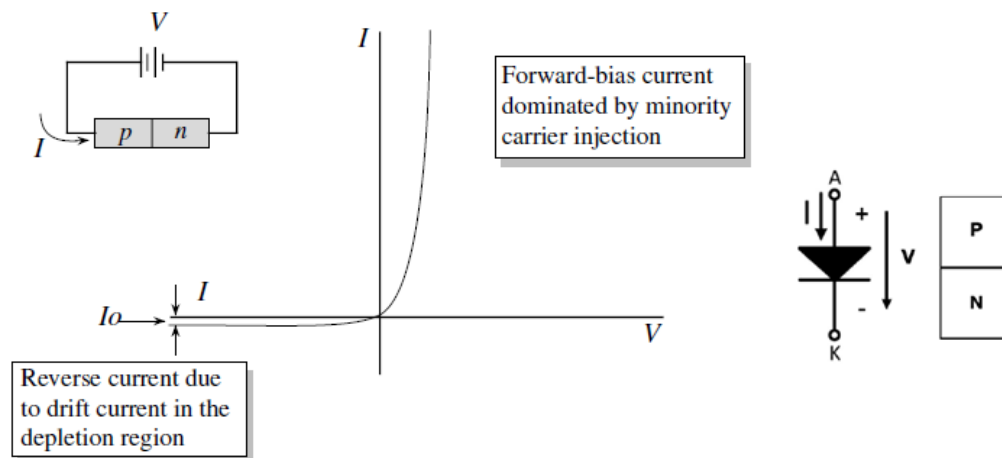


Fig. 2.5. Característica I-V del diodo junto con su símbolo (K y A hacen referencia al cátodo y ánodo, respectivamente).

## 2.1.2 Fotodiodos

El fotodiodo es una unión PN que se ha fabricado y encapsulado específicamente para permitir la penetración de luz cerca de la unión metalúrgica (región de deplexión). Cuando la luz de longitud de onda apropiada es dirigida hacia la unión, se crean pares hueco-electrón que se desplazan a través de la unión debido al campo generado en ella. El resultado es un flujo de corriente en el circuito externo, denominado fotocorriente, que es proporcional a la intensidad de la luz que incide en el dispositivo. El fotodiodo se comporta básicamente como un generador de corriente proporcional a la iluminación, y que permanece prácticamente constante hasta que se alcanza la tensión de avalancha, tal y como se muestra en la Fig. 2.6 [21].

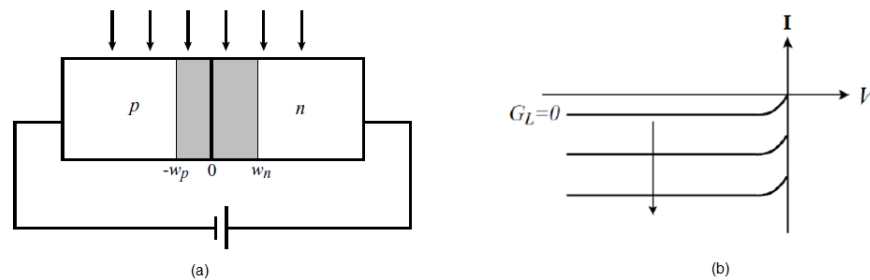


Fig. 2.6. (a) Diagrama de una unión PN polarizada en reversa recibiendo iluminación; (b) Característica I-V correspondiente, donde  $G_L$  se corresponde con la tasa de fotogeneración.

Una característica importante es que los fotodiodos exhiben un pico de respuesta en una longitud de onda radiante determinada. Para esta longitud de onda se produce la máxima cantidad de pares electrón-hueco en la proximidad de la unión. Por tanto, existen limitaciones de detección de diferentes longitudes de onda dependiendo del material semiconductor empleado. La energía del fotón viene dada por la expresión (2.1), donde  $h$  es la constante de Planck,  $c$  la velocidad de la luz en el vacío,  $\lambda$  la longitud de onda del fotón, y  $\nu$  la frecuencia [19][20][21].

$$E_{ph} \cong \frac{h \cdot c}{\lambda} = \nu \cdot h \quad (2.1)$$

Obsérvese que, por ejemplo, para el Silicio (semiconductor más empleado en la fabricación de dispositivos electrónicos) que posee un ancho de la banda prohibida de aproximadamente 1,12 eV, no es capaz de detectar fotones con cualquier longitud de onda del espectro electromagnético, ya que la energía  $E_{ph}$  es inversamente proporcional a  $\lambda$ . En concreto, el Silicio puede captar la luz dentro del espectro visible y del infrarrojo cercano, sirviendo por tanto para el sensado de la luz solar.

## 2.1.3 Diodos como celdas solares

Los fotodiodos explicados anteriormente trabajan en el tercer cuadrante de la gráfica I-V de la Fig. 2.7

[20], ya que generan una corriente en inversa según la cantidad de iluminación recibida. Cabe destacar que, en este cuadrante, tanto la tensión como la corriente tienen signo negativo y, por lo tanto, están disipando potencia (producto de la corriente por tensión). Sin embargo, si aplicamos una tensión positiva en la unión PN mientras está recibiendo iluminación, resulta que el producto de tensión por corriente es negativo y, por ende, el diodo se puede tratar como un elemento generador de energía y no como disipador. Este régimen de operación se corresponde con el cuarto cuadrante de la característica I-V inferior y es habitualmente conocido como la región fotovoltaica. Gracias a esta distinción, los fotodiodos se pueden usar como celdas solares para minimizar el consumo total del dispositivo en aplicaciones donde lo requieran, como es el caso de la navegación espacial.

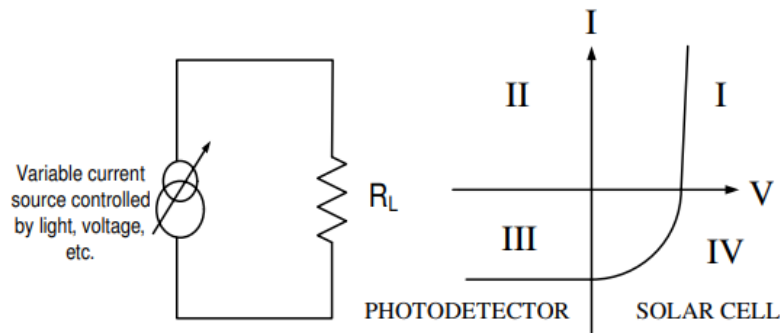


Fig. 2.7. Diagrama básico (izquierda) y característica I-V mostrando las distintas zonas de operación de un diodo bajo iluminación.

Con el fin de estudiar el comportamiento del diodo operando en la región fotovoltaica, se emplea el modelo cuyo circuito equivalente se muestra en la Fig. 2.8.b [1][21]. En paralelo con el diodo se encuentra una capacidad  $C_l$  que modela todas las capacidades conectadas en paralelo con el diodo.

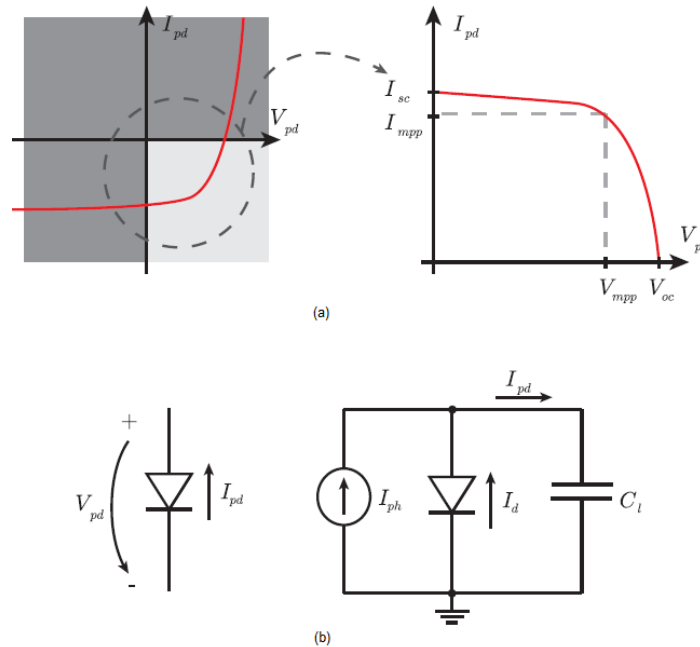


Fig. 2.8. (a) Representación del cuadrante de la característica I-V de la unión PN tomando la corriente en sentido contrario. (b) Modelo del circuito para un diodo operando como celda solar.

La característica de la corriente que circula por un diodo se analiza más fácilmente considerando que la corriente total siempre es la suma de las corrientes directa e inversa. Entonces, se pueden definir dos corrientes involucradas en la operación: la fotocorriente generada por los pares electrón-hueco capturados en la región de deplexión de la unión PN,  $I_{ph}$ , y la corriente que fluye por el diodo cuando no recibe radiación,  $I_d$ . Entonces, la corriente efectiva neta,  $I_{pd}$ , viene dada por la expresión (2.2) [1][21].

$$I_{pd} = I_{ph} + I_d = I_{ph} - I_s \left( e^{\frac{eV}{n k_B T}} - 1 \right) \quad (2.2)$$

Como resultado se tiene que, la tensión en directa aumenta las corrientes de difusión de forma exponencial según la ley del diodo, mientras que la corriente inversa se mantiene constante. Cuando el diodo se encuentra en ausencia de polarización y está sometido a un flujo de fotones, la corriente neta no es nula, ya que existe una corriente inversa transportada principalmente por los portadores fotogenerados, la cual se denomina corriente de cortocircuito,  $I_{sc}$ .

Al trabajar con este tipo de configuración, la tensión de polarización directa no es aplicada explícitamente en los terminales de la celda solar, sino que es generada por el flujo de corriente a través de la carga (que puede ser una resistencia o una capacidad tal como ilustra la Fig. 2.8.b). Otro parámetro de interés que hay que contemplar es la tensión en circuito abierto,  $V_{oc}$ , que se define como la tensión en la cual no fluye corriente por la celda solar ( $I_{pd} = 0$ ) y, por lo tanto, ocurre cuando la corriente de polarización directa es igual y opuesta a la fotocorriente generada al captar fotones. Su valor está dado por la expresión (2.3) [1][21]. Se puede apreciar que su valor depende de la tasa de generación de pares electrón-hueco ( $I_{ph}$ ) y de la corriente inversa de saturación ( $I_s$ ), la cual viene determinada por las dimensiones, la temperatura y los perfiles de dopado de la unión PN.

$$V_{oc} = n \frac{k_B T}{e} \ln \left( \frac{I_{ph}}{I_s} + 1 \right) \quad (2.3)$$

Para estudiar gráficamente las particularidades y parámetros de las celdas solares, una práctica común es representar únicamente su característica I-V del cuarto cuadrante orientando el eje de la corriente hacia arriba, es decir, girando el sentido de la corriente (véase la Fig. 2.8.a). Obsérvese que la tensión  $V_{oc}$  se asocia a la máxima tensión que puede almacenarse en una batería conectada en paralelo con el diodo, mientras que  $I_{sc}$  se corresponde con la máxima corriente que puede generar la celda solar.

Para obtener la máxima potencia de un diodo operando en la zona fotovoltaica, se tiene que alcanzar el máximo producto posible de tensión y corriente en el cuarto cuadrante de la característica I-V. En la curva de la parte derecha de la Fig. 2.8a existe un punto donde la potencia es máxima, que corresponde una tensión  $V_{mpp}$  y una corriente  $I_{mpp}$ . De esta manera, para conseguir la máxima potencia de una celda es indispensable obtener el valor máximo posible de la tensión en circuito abierto,  $V_{oc}$ , y de la corriente en cortocircuito,  $I_{sc}$ . Los valores de la tensión  $V_{oc}$  son reducidos ya que normalmente fluctúan entre 0,2 y 0,5 V en condiciones de iluminación estándar. Por ello, actualmente se están estudiando distintas

configuraciones de diodos para poder optimizar esos parámetros claves y así, aprovechar al máximo la luz solar reduciendo el consumo total del dispositivo.

## 2.2 Sensores solares

Un sensor solar se puede definir como un dispositivo que nos permite obtener suficiente información para poder calcular la actitud del objeto en cuestión (como por ejemplo una nave espacial o un satélite) respecto la posición de la estrella más grande del sistema solar, es decir, el Sol. Este tipo de sensores tienen un amplio abanico de aplicaciones. Por ejemplo, las fábricas de energía solar necesitan medir la posición del Sol con precisión para controlar la posición de las celdas solares o heliostatos y así maximizar su generación de energía. En aplicaciones de navegación espacial, el Sol es el cuerpo celeste prominente dentro del sistema solar y por ello, es considerado como la referencia para determinar la actitud de los satélites y naves espaciales.

Dependiendo de la aplicación final, los requisitos de los sensores solares pueden ser diferentes. Las fábricas de energía solar necesitan dispositivos que sean precisos y fiables, pero no requieren una respuesta rápida. Sin embargo, para rectificar la trayectoria de un objeto en el espacio es indispensable una rápida operación, un consumo mínimo y también un reducido flujo de datos de salida. En base a lo comentado, existen principalmente dos grandes familias de sensores solares: analógicos [23][24] y digitales [2][7][16]. Los primeros de ellos no necesitan ningún hardware adicional en la nave espacial para la detección de actitud y, por tanto, son muy atractivos para aplicaciones de bajo coste. Sin embargo, son muy sensibles al efecto albedo (luz solar reflejada por la superficie terrestre o marina que ilumina el sensor solar) y para paliar este inconveniente, es necesario tener a bordo un ordenador a fin de implementar un cálculo de corrección adicional. Por el contrario, los sensores digitales presentan mayor resolución y son inmunes al efecto albedo, puesto que como la intensidad de la luz reflejada por el efecto albedo es bastante inferior a la luz solar, puede filtrarse y descartarse en el cómputo de la actitud [5].

### 2.2.1 Sensor solar analógico

La estructura más simple para formar un sensor solar analógico consiste en fabricar un par de fotodiodos en el mismo sustrato de Silicio, una superficie opaca que se encuentra posicionada a una distancia  $h$  por encima de ellos y una cubierta de vidrio con un orificio a través del cual permite atravesar los rayos solares (véase la Fig. 2.9) [22][23].

La luz incidente proveniente del Sol entra por la ventana e ilumina ambos fotodiodos, generando una fotocorriente en cada uno proporcional al área proyectada en el plano del sensor. El área iluminada de cada uno dependerá del ángulo de la onda incidente en el vidrio, que difiere del incidente debido a la

refracción en la interfaz vidrio-aire. Finalmente, se mide el ángulo de incidencia mediante el cociente de las corrientes generadas en el área iluminada de cada fotodiodo. Con esta información es posible medir el ángulo de incidencia en un eje concreto. Para poder determinarlo en dos ejes y, por lo tanto, mejorar la precisión del sistema, es necesario implementar dos estructuras dispuestas ortogonalmente entre ellas.

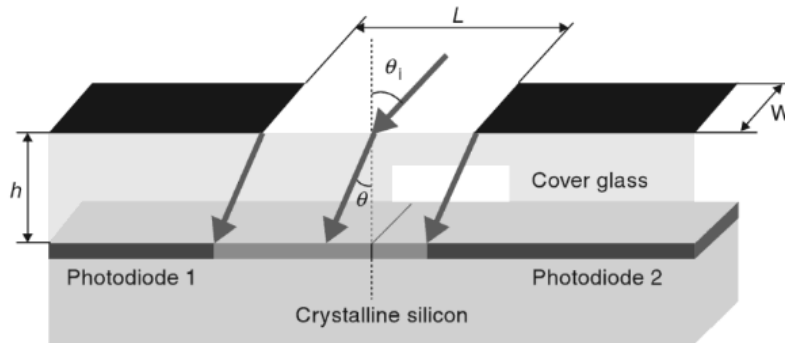


Fig. 2.9. Estructura básica de un sensor solar analógico.

Aunque los sensores solares analógicos se distinguen por su simplicidad, bajo coste y su rápida operación, estos dispositivos son muy sensibles a las reflectancias de cuerpos celestes del espacio, son propensos a *mismatch* y presentan poca precisión. Además, normalmente es necesario incluir varias etapas amplificadoras como consecuencia de las señales débiles que son emitidas por los fotodiodos.

## 2.2.2 Sensor solar digital

Los sensores solares digitales funcionan de diferente manera tal y como se puede apreciar en la arquitectura de la Fig. 2.10b, que se corresponde con la de un sensor digital convencional. El sensor está compuesto por un conjunto de fotodiodos dispuestos en una matriz de dos dimensiones, que se corresponde con el bloque indicado como “CMOS APS”. Además, en la periferia del dispositivo se encuentran ciertos bloques que se encargan del procesamiento digital, es decir, del control y la lectura de dicha matriz de píxeles e incluso del algoritmo de cálculo del centro del área iluminada de la matriz [5].

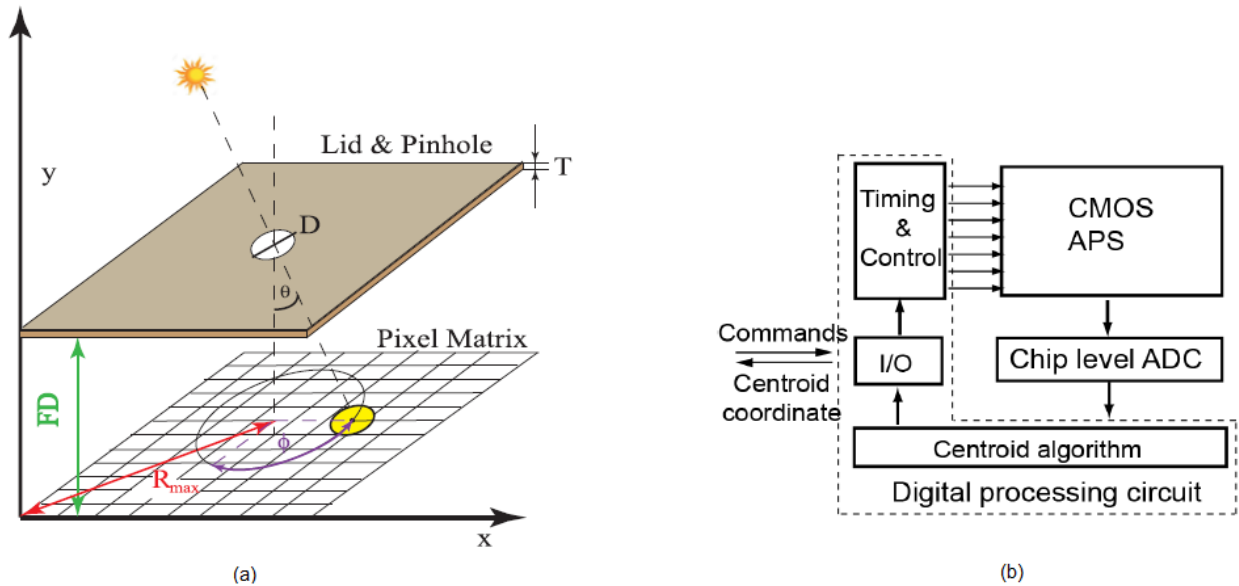


Fig. 2.10. (a) Estructura básica de un sensor digital; (b) Arquitectura del sistema completo de un sensor solar digital.

Habitualmente, se emplean píxeles de tipo APS (Active Pixel Sensor) y sensores de imagen basados en *frames* con una óptica dedicada, típicamente de tipo *pinhole* (con un pequeño orificio) y una cubierta, como se observa en la Fig. 2.10a. Un *frame* es una matriz de píxeles bidimensional en la que cada píxel almacena información relacionada con los niveles de luminosidad en la región que se encuentra dicho elemento. Dependiendo de la posición del Sol, un reducido número de píxeles se iluminan. Posteriormente, se leen de forma secuencial y síncrona los valores de iluminación de todos los píxeles de la matriz. A su vez, mediante un algoritmo se determina el centroide de la región iluminada, usualmente conocida como Región de Interés (ROI) y finalmente, empleando expresiones trigonométricas sencillas se calcula la posición relativa del sensor. En la Fig. 2.10a se aprecian los distintos elementos que forman este tipo de sensores junto con la información de los ángulos que se pueden determinar a partir de ciertas expresiones matemáticas y de las variables conocidas, como la distancia focal (FD), la longitud máxima respecto al centro de la matriz de píxeles y el diámetro del orificio de la cubierta [2].

A diferencia de los sensores analógicos clásicos [23][24], los sensores solares digitales son robustos frente a las perturbaciones de las fuentes de luz externas y ruido, por lo tanto, no tienen la problemática del conocido efecto albedo. Además, son más fiables y disponen de mayor resolución ya que se procesa toda la escena visual para determinar la posición de la estrella más grande del Sistema Solar. Sin embargo, estos dispositivos presentan un consumo elevado de energía, ya que escanean periódicamente, es decir, de forma síncrona, toda la matriz de píxeles cada vez que el Sol cambia de posición respecto al sensor. Además, cabe resaltar que hay una gran cantidad de píxeles oscuros que no aportan ninguna información para el cálculo del centroide pero que también son procesados y transmitidos. Como consecuencia, aumenta el tiempo de operación, la latencia y el consumo de ancho de banda y energía. Otro inconveniente es que es necesario predefinir y adaptar el tiempo de

integración, que se define como el tiempo durante el cual el fotodiodo del píxel convierte la luz incidente en una corriente fotogenerada, en función de las condiciones de iluminación.

Para mitigar los largos tiempos de adquisición y minimizar el consumo de este tipo de sensores, surgen los llamados sensores solares asíncronos [2][5], en los que sólo los píxeles iluminados mandan la información al exterior de forma asíncrona, reduciendo considerablemente la latencia y el consumo.

### 2.2.3 Sensor de visión asíncronos

Tal y como se ha mencionado anteriormente, la finalidad de este tipo de sensores es optimizar la latencia y, sobre todo, reducir el consumo de energía evitando enviar y procesar información innecesaria hacia el exterior. Inicialmente, una primera propuesta fue determinar la posición del Sol en dos pasos: el primero se correspondía a la adquisición y el segundo, al rastreo. En el primer paso es donde se realizaría la lectura de la matriz de píxeles para determinar la ROI (*Region Of Interest*) con los píxeles iluminados. En el segundo paso, se leen sólo los píxeles de la ROI para seguidamente calcular la posición. De esta manera, se mejoraban las limitaciones principales de los sensores solares digitales convencionales. Aun así, esta implementación suponía añadir circuitería extra dedicada, señales de control y ciertos algoritmos. También, la cantidad de píxeles leídos seguía siendo mayor a los realmente interesantes para el computo de la posición [2][5][25].

Posteriormente, se hicieron más investigaciones y se desarrollaron los sensores solares asíncronos o también conocidos como sensores de visión basados en eventos. Su funcionamiento se basa en la lectura de píxeles de manera asíncrona, es decir, píxeles autónomos que mandan eventos solamente cuando tienen información relevante para transmitir. En consecuencia, no es necesaria la lectura de toda la matriz de píxeles para determinar la imagen ni tampoco establecer un tiempo de integración para la operación. Como resultado, este tipo de sensores cuentan con una buena respuesta temporal (del orden de milisegundos) y un reducido flujo de datos, incrementando el rango dinámico respecto a los sensores digitales típicos con píxeles de tipo APS y reduciendo el tiempo de procesamiento de datos. También disponen de un bajo consumo, requisito indispensable en aplicaciones espaciales.

Principalmente, existen dos tipos de sensores según el modo de operación: los sensores continuos o también llamados *Time-to-First-Spike* (TFS) y los sensores octopus o de luminancia. Los primeros, miden el tiempo desde que se inicia la operación de medición de la iluminación hasta que se produce el pulso. Esta idea surge por el hecho de que está comprobado que la información más relevante la contiene el píxel que dispara primero. En el caso del sensor solar, el píxel más iluminado está muy próximo al centroide de la ROI. Los segundos, codifican en frecuencia o en ancho de pulso los niveles de iluminación captados por los píxeles, tras un reset global de toda la matriz de píxeles. En la Fig. 2.11a [2] se encuentra un diseño de un píxel que genera pulsos en función de la cantidad de iluminación recibida y envía la información mediante el protocolo AER. La operación se inicia mediante un *reset* global que



carga la capacidad de integración,  $C_{ph}$ , hasta la tensión de alimentación  $V_{DD}$ ; posteriormente, el fotorreceptor empieza a generar una corriente proporcional a la iluminación y que va descargando la tensión del condensador hasta que llega a la tensión umbral  $V_{th}$ , que es cuando un evento se envía al exterior de manera asíncrona y a continuación, se vuelve a reiniciar la misma operación, tal y como muestra la Fig. 2.11b [2].

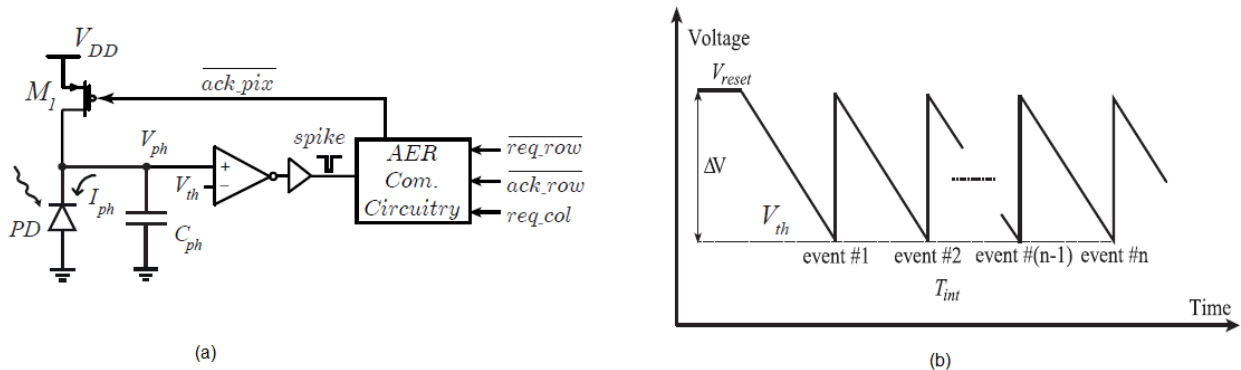


Fig. 2.11. (a) Implementación de un píxel capaz de generar pulsos en función de la iluminación recibida; (b) Respuesta temporal de la tensión de la capacidad de integración,  $V_{ph}$ .

### 2.3 Protocolo de comunicación AER

En la actualidad, los ordenadores utilizan un millón de veces más de energía por operación que el cerebro y las cámaras de video requieren mil veces más de ancho de banda por bit de información que nuestras retinas. Una rama de estudio en la cual se están realizando avances en la actualidad, es la de intentar igualar el rendimiento y eficiencia computacional a los de nuestra naturaleza biológica, es decir, al de nuestro sistema neuronal. Para ello, se requiere una optimización del procesado de la información y el consumo de energía. Con la finalidad anterior en mente, se intenta emular la funcionalidad y estructura de los sistemas neuronales en dispositivos de Silicio, comúnmente conocidos como los sistemas neuromórficos. Un tópico importante ha sido mejorar la eficiencia de las arquitecturas de comunicación computacional tradicionales y sus protocolos, varios órdenes de magnitud [3].

Originalmente, Mahowald and Sivilotti propusieron un nuevo protocolo de comunicación llamado *Address-Event Representation* (AER) para transmitir los pulsos de un conjunto de neuronas de un dispositivo a su correspondiente localización en otro grupo de neuronas de un segundo, emulando la estructura del cerebro. Actualmente, también se ha adoptado en sensores de imagen y visión, codificación *time-to-first-spike* (TFS) y otras aplicaciones. Su mecanismo se detalla en la Fig. 2.12 [28], en el cual los pulsos de cada canal son codificados por un codificador en base a su dirección y transmitidos al decodificador de manera asíncrona mediante el bus de datos. Cuando existen colisiones entre pulsos, es decir, ocurren eventos de manera simultánea, los mensajes se mandan según una prioridad definida. Por ejemplo, en la Fig. 2.12 se observa como el canal 3 tiene mayor prioridad sobre el

canal 1 y consecuentemente, existe un pequeño decaje en tiempo  $\Delta t$  en el lado del receptor. Este error es normalmente crítico en sensores de imagen. A raíz de esto, el protocolo AER incluye un elemento indispensable nombrado arbitrador, el cual gestiona las prioridades de acceso al bus de datos compartido cuando existe congestión de tráfico.

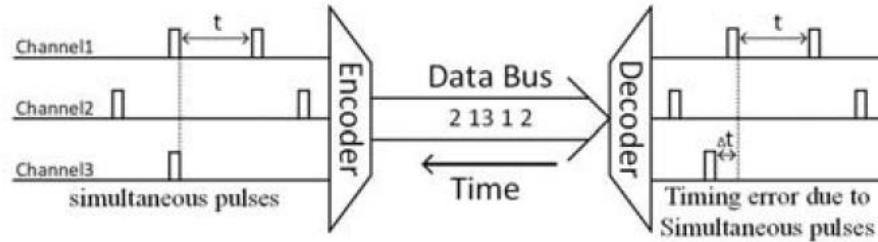


Fig. 2.12. Mecanismo del protocolo de comunicación AER.

En el caso de los sensores de imagen basados en eventos, podemos redefinir el diagrama anterior de este protocolo por el de la Fig. 2.13 [2], donde se emplean dos elementos que se corresponden con los dispositivos conectados, funcionando como receptor o como emisor. Además, se añaden las señales de establecimiento de la comunicación, que se corresponden con las señales de petición (R o REQ) y las de aceptación (A o ACK) a parte del bus de datos compartido, donde se escriben las coordenadas (x,y) del emisor que ha solicitado acceso a dicho bus. Concretamente, el emisor se corresponde con la matriz de píxeles, mientras que el receptor se corresponde con el elemento externo que almacena la información, ya sea una FPGA, un microcontrolador, etc.

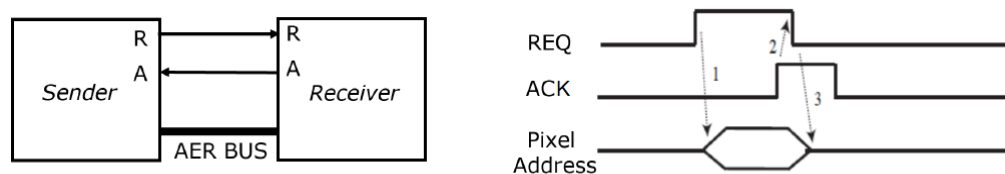


Fig. 2.13. Señales de comunicación entre un dispositivo emisor y un receptor junto con su cronograma correspondiente.

Fijándonos en el cronograma de la parte derecha de la Fig. 2.13 se deduce que cuando un píxel solicita acceso al bus, la señal *REQ* se pone a nivel alto y las coordenadas correspondientes se envían al bus. Posteriormente, el receptor almacena la información recibida y activa la señal *ACK* indicando que la ha recibido adecuadamente.

Tal y como se ha indicado anteriormente, en los sensores solares asíncronos suele ocurrir que varios píxeles quieran acceder simultáneamente al bus de datos compartido y, consecuentemente, existan colisiones. El bloque indispensable denominado arbitrador, cuyo objetivo es decidir ante las colisiones de peticiones de los píxeles cuál de ellas ha llegado con anterioridad y quién de ellos debe escribir en el bus de direcciones. El arbitrador elemental presenta dos entradas correspondientes a dos peticiones de

píxeles diferentes,  $req_0$  y  $req_1$ , y sus salidas respectivas,  $ack_0$  y  $ack_1$ , como se observa en la Fig. 2.14a [29]. También, presenta una señal de salida  $req$  para realizar una petición en el siguiente nivel, y una entrada  $ack$  para aceptarla, es decir, cada etapa emite una petición propia al siguiente nivel de la estructura de árbol. De esta manera, es posible construir estructuras de arbitradores más extensas ya que más de dos píxeles pueden pedir acceso al bus simultáneamente. Un ejemplo de arbitrador para gestionar 8 píxeles independientes se ilustra en la Fig. 2.14b, cuya implementación se realiza mediante el uso de 7 arbitradores básicos [26][27][28].

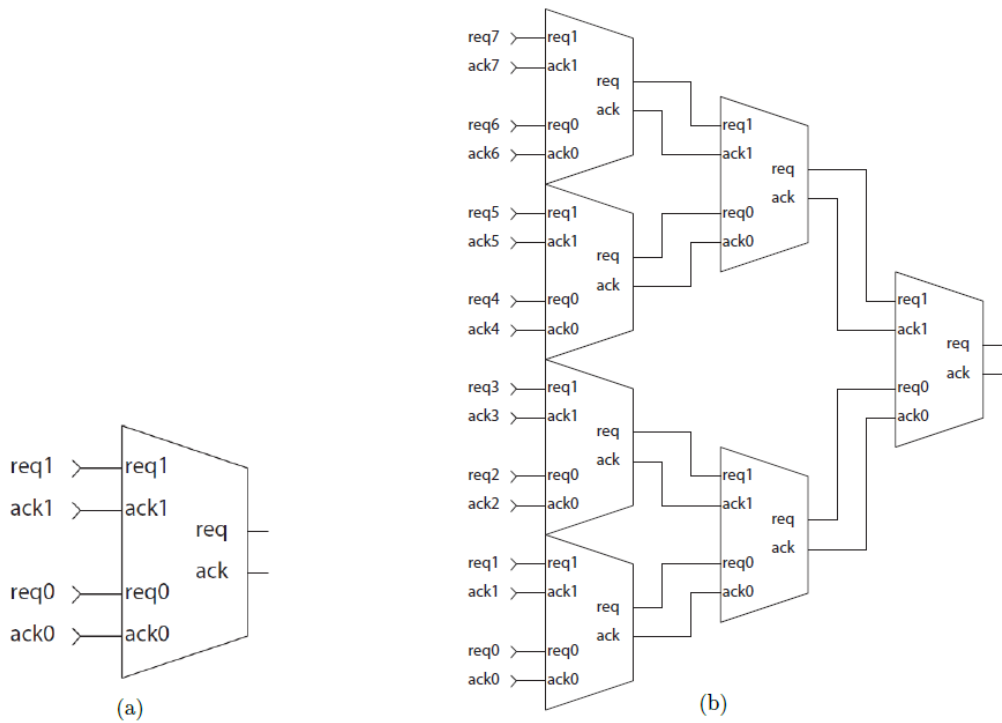


Fig. 2.14. (a) Arbitrador básico. (b) Árbol de siete arbitradores.



## 3. Diseño del píxel

En los últimos años, el grupo de investigación TIC-179 de la Universidad de Sevilla ha desarrollado diferentes prototipos de sensores solares. El primero de ellos [2], era un sensor octopus que codificaba la información a partir de la frecuencia de los pulsos generados y se enviaba a una FPGA externa de manera asíncrona mediante el protocolo AER. Presentaba una serie de ventajas respecto a los sensores solares convencionales del momento: reducía considerablemente el flujo de datos de salida permitiendo determinar la posición del Sol simplemente con un evento recibido, operaba con una latencia del orden de milisegundos y también tenía mayor rango dinámico. El segundo sensor diseñado y presentado en el 2021 [5], era un sensor continuo con una nueva arquitectura ya que el fotodiodo se usaba como celda solar e integraba una lógica dedicada para el cálculo del centroide, reduciendo la latencia y el consumo de energía respecto a otros tipos de sensores digitales basados en eventos y APS. El flujo de datos es muy reducido ya que únicamente se envía al exterior la coordenada del centroide. En este caso, la latencia conseguida era del orden de microsegundos con un consumo medio inferior a 100  $\mu$ W.

En base a esos dos sensores desarrollados anteriormente, el objetivo principal del trabajo es diseñar un píxel híbrido que contemple la posibilidad de operar como ambos tipos de sensor, es decir, como sensor octopus o como sensor continuo, mediante una lógica de selección. De esta manera nos permite tener cierta flexibilidad y escoger el modo de funcionamiento según las necesidades para así, explotar al máximo las ventajas de cada tipo de operación según la situación final en la que nos encontremos. Paralelamente, el diseño debe contemplar explotar las mejores implementaciones de cada bloque que forma el píxel, algunos de los cuales han sido comentados en el apartado anterior, para tener una solución lo más optimizada posible para aplicaciones espaciales. En ambos casos, el píxel debe operar a alta velocidad con muy poco consumo de potencia y gran ancho de banda.

Tanto para el diseño del píxel, los bancos de test, las simulaciones y el layout se empleará el uso de la herramienta Cadence Virtuoso. La herramienta Calibre de Mentor Graphics se empleará para la verificación de las reglas de diseño (DRC) y Layout-vs-Schematic (LVS). La tecnología escogida ha sido el nodo de 180nm de UMC, la cual es una tecnología 1P6M (una capa de silicio policristalino y seis de metal) de triple pozo, permite capacidades Metal-Insulator-Metal (MiM) y utiliza transistores de 3.3V y 1.8V con diferentes tensiones umbrales.

### 3.1 ARQUITECTURA Y MODOS DE OPERACIÓN

La arquitectura del píxel híbrido se muestra en la Fig. 3.1 en la cual podemos distinguir diferentes partes según la finalidad de cada una y cuyo circuito se va a explicar y verificar detalladamente en un apartado posterior.

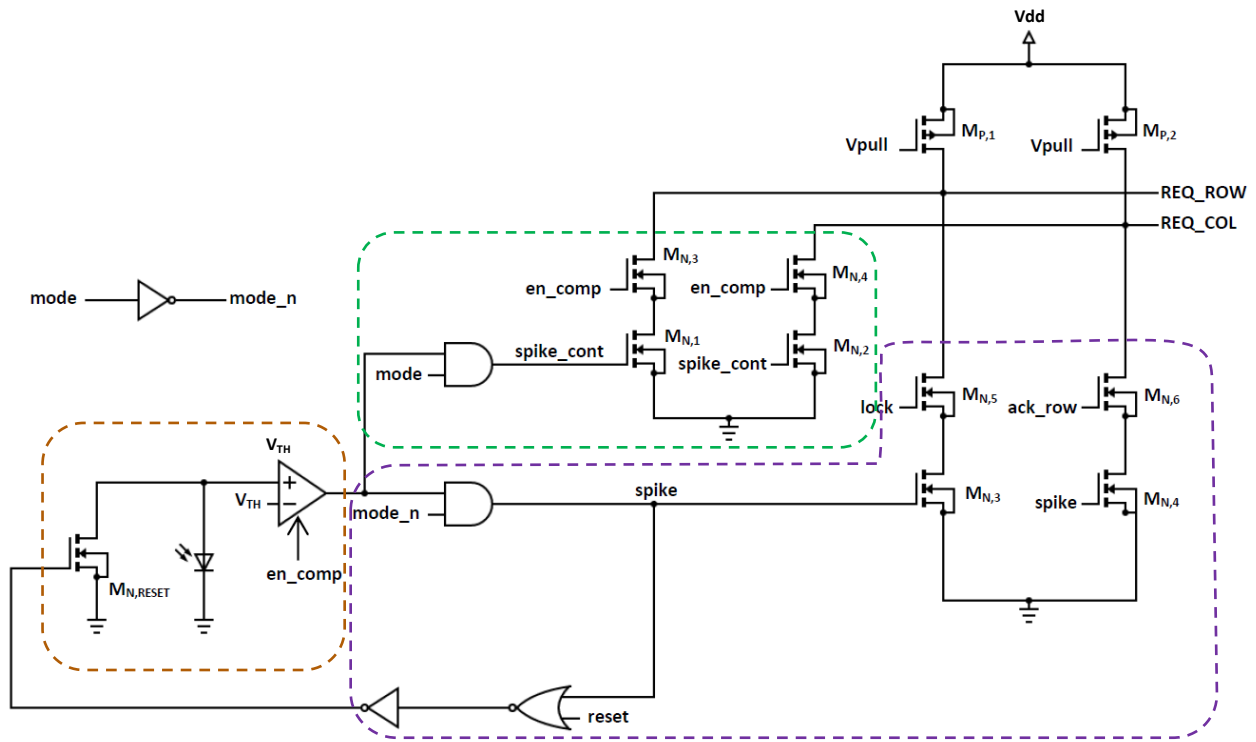


Fig. 3.1. Esquemático general del píxel híbrido. Dimensiones de los transistores (W/L,  $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ ):  $M_{N,1,2,3,4,5,6,7,8} = 3/0.2$ ;  $M_{P,1,2} = 0.8/0.2$ ;  $M_{N,RESET} = 0.46/0.45$ . Todas las puertas lógicas se han implementado con transistores de tamaño mínimo.

El bloque situado en la parte izquierda, que está formado por el fotorreceptor operando como celda solar, el transistor de reset y el comparador, se encarga de la conversión de luz en tensión, generando un pulso eléctrico cuando la carga almacenada en la capacidad parásita del fotodiodo supera la tensión umbral de la entrada inversora del comparador y como respuesta, se activa la salida del éste.

El bloque superior se corresponde con la implementación para funcionar como un sensor continuo, que incluye la selección de ese modo concreto de operación mediante una puerta lógica AND cuyas entradas son la señal externa *mode* y la señal de salida del comparador. Seguidamente, se encuentra la circuitería necesaria para activar las señales de petición de filas y columnas correspondientes, *REQ\_ROW* y *REQ\_COL*, para proceder al cálculo del centroide. En la Fig. 3.2 [5] se aprecia el diagrama de bloques de la arquitectura completa del sensor continuo en el que se basa nuestro diseño, que está formado por la matriz de píxeles y la circuitería de la periferia (registros, lógica de cálculo y codificadores) encargada del cómputo del centroide. Normalmente, el sensor está continuamente evaluando los valores de tensión en la entrada del fotodiodo. Si superan un umbral, el comparador se activa para que se inicie un proceso de cálculo del centroide de la región iluminada dentro del mismo chip y se envíe únicamente la coordenada (x,y) al exterior.

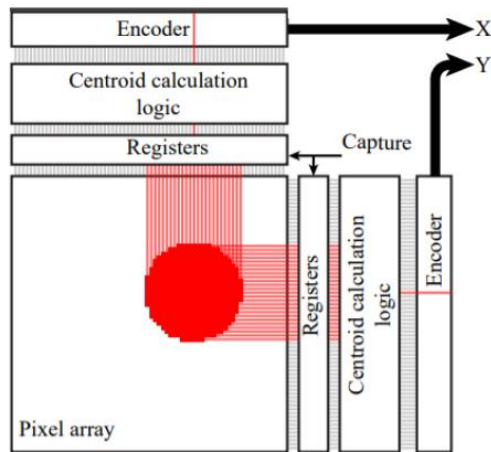


Fig. 3.2. Diagrama de los principales bloques del sensor continuo. El bloque central es la matriz de píxeles y en la periferia se encuentra la lógica digital encargada de calcular el centroide de la región iluminada.

El bloque inferior del esquemático de la Fig. 3.1 se corresponde con la implementación de un sensor de tipo octopus y también incluye la selección de éste mediante una puerta lógica AND cuyas entradas son, a diferencia del caso anterior, la señal complementaria a la señal externa *mode* junto con la señal de salida del comparador. Además, se incluye una circuitería específica para enviar los datos mediante el protocolo de comunicación AER. En este modo de funcionamiento, los píxeles envían los pulsos con una frecuencia que es proporcional a la iluminación captada:

$$f_{osc} \cong \frac{I_{ph}}{C_{ph}\Delta V} = \frac{I_{ph}}{C_{ph}V_{TH}} \quad (3.4)$$

Donde  $I_{ph}$  es la fotocorriente de la unión PN,  $C_{ph}$  la capacidad del fotodiodo y  $V_{th}$  la tensión umbral del comparador.

En la Fig. 3.3 [2] se muestra la arquitectura típica de un sensor tipo octopus incluyendo los bloques indispensables para así ilustrar el sistema completo. El bloque central se corresponde con la matriz de píxeles (que puede ser de diferentes dimensiones según los requisitos), mientras que en la periferia se encuentra la lógica asíncrona para manejar la comunicación AER entre los píxeles junto con los arbitadores, bloques principales para gestionar el tráfico de datos en este tipo de arquitecturas. La FPGA o microcontrolador que se conecte al exterior se encarga de recibir las coordenadas (x,y) de cada píxel iluminado y de procesar toda la información para ir actualizando la posición relativa al Sol.

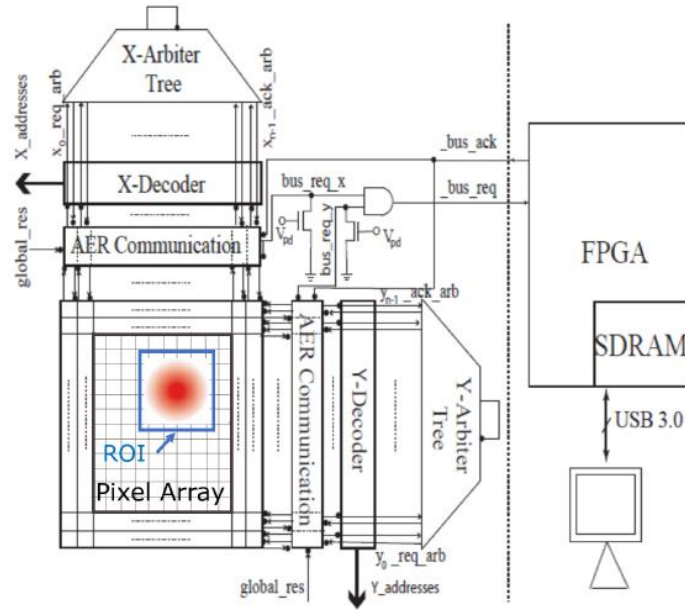


Fig. 3.3. Diagrama de los principales bloques del sensor octopus. El bloque central es la matriz de píxeles y en la periferia se encuentra la lógica asíncrona para la comunicación entre los píxeles y el exterior mediante una FPGA.

A continuación, se explica brevemente el concepto de integración de la carga. Los fotodiodos integran la carga almacenada en la capacidad total parásita en el nodo de la entrada inversora del comparador, es decir, la suma de la capacidad parásita de la unión PN que constituye el fotodiodo,  $C_{ph}$ , y la capacidad de entrada del comparador,  $C_{comp}$ , dando lugar a que dicha capacidad está dada por (3.5). La capacidad parásita del diodo es la suma de la capacidad de difusión,  $C_{difusion}$ , que modela el tiempo que tardan los procesos de difusión en alcanzar un equilibrio, y de la capacidad de unión,  $C_{union}$ , que determina las propiedades de conmutación del diodo.

$$C_{int} = C_{ph} + C_{comp} = (C_{difusion} + C_{union}) + C_{comp} \quad (3.5)$$

Se define el tiempo de integración,  $T_{int}$ , como el tiempo desde que el píxel se ha reseteado hasta que el comparador cambia de estado [2], es decir, cuando la tensión del fotodiodo alcanza la tensión umbral del comparador, produciéndose un flanco de subida de la señal *spike*. Si se considera que la corriente del fotodiodo,  $I_{ph}$ , es constante durante todo este intervalo, se tiene que el tiempo de integración viene dada por la expresión (3.3). Obsérvese que es inversamente proporcional a la corriente que circula por el fotodiodo y que también depende de la tensión umbral del comparador.

$$T_{int} = \frac{C_{int}}{I_{ph}} (V_{DD} - V_{th}) \quad (3.6)$$

De esta forma se obtiene un mapa 2D de iluminación ya que, a partir de los valores de tiempo



proporcionados por el sensor, se pueden convertir en valores de iluminación, simplemente realizando la inversa. Aunque se tendría que multiplicar por una constante dada por  $C_{int}(V_{DD} - V_{th})$ , como el valor de la capacidad de integración es desconocido, se escalan los valores obtenidos y se normalizan, consiguiéndose el mismo resultado que si se conociera dicha constante. Además, cabe resaltar que el tiempo de integración está relacionado con el consumo de potencia del sensor, puesto que, ante una disminución de dicho tiempo, se reduce notablemente tanto la latencia del sensor como consumo medio de corriente de los transistores de pull-up y del comparador.

En el caso del sensor octopus se distinguen dos modos de operación dependiendo de un par de señales que estén habilitadas:

- Time-to-First-Spike (TFS): si la señal *reset* se activa antes de la señal *en\_comp* (correspondiente a la habilitación del píxel), los niveles de iluminación se codifican en el tiempo en el que el fotodiodo tarda en alcanzar la tensión umbral del comparador. El tiempo que tardaría el sensor en detectar la radiación recibida estaría determinada por el píxel que presente mayor tiempo de integración, es decir, el que posea menor nivel de iluminación.
- Modo continuo: la tensión del fotodiodo está continuamente actualizándose durante un tiempo de medida. Como los píxeles no se están leyendo en orden, es necesario leer todos los píxeles de la matriz iluminados, con lo cual, el retraso estaría determinado por el tiempo que tarda el sensor en leer todos estos píxeles y del intervalo de observación. Nótese que el tiempo de integración se selecciona de forma que las señales *req\_row* y *req\_col* tengan suficientemente tiempo para poner a nivel bajo las líneas de petición por filas y columnas y también, según la precisión que se desea (cuanto mayor sea mejor precisión, pero mayor latencia).

Por otro lado, en el sensor continuo, dependiendo de si la señal *reset* está habilitada antes o después de realizar la medida, se distinguen los siguientes tipos de operación:

- Modo integración: la señal *reset* se activa antes de tomar la medida. Con lo cual, como el tiempo de integración,  $T_{int}$ , es el tiempo en el que el píxel está disponible antes de registrar las líneas de salida, la latencia del sensor se puede estimar como la suma del tiempo de hold de los registros,  $T_{hold}$ , y el retraso de propagación de la lógica de cálculo del centroide,  $T_{logic}$ , quedando que  $T_{int} \gg T_{hold} + T_{logic}$ . Esto significa que  $T_{int}$  se selecciona lo suficientemente grande para que los fotodiodos alcancen  $V_{th}$  y, además, su valor limitará la tasa de refresco de lectura de la matriz.
- Modo continuo: cuando la señal *reset* se activa después de realizar la medición. Las tensiones de los fotodiodos están continuamente actualizándose, precargándose a la tensión  $V_{OC}$  en todo momento. Las líneas de filas y columnas de la matriz de píxeles se activan al habilitarse la señal *en\_comp*. Al igual que en el modo continuo del sensor octopus, el tiempo de integración puede ser tan corto como el tiempo necesario para bajar las señales de petición de fila/columna. De esta manera se reduce la latencia y consumo medio.

En la Tabla 3. 1 se intenta visualizar las diferencias de las especificaciones principales entre los distintos modos de operación de cada tipo de sensor descrito previamente, en base a los resultados experimentales de los correspondientes trabajos [2][4].

Tabla 3. 1. Resumen de las prestaciones de los principales modos de operación del sensor continuo y octopus.

	TIPO DE OPERACIÓN	SEÑALES DE CONTROL	RESOLUCIÓN	LATENCIA	CONSUMO	PRECISIÓN
SENSOR OCTOPUS	TFS	La señal de <i>enable</i> se encarga de iniciar la medida.	0.03°	< 5 ms @ 1klux	< 52 mW	Ajustable según el número de eventos: 0.02° - 0.155° (θ) 0.06° - 0.3° (φ)
	Continuo	La señal de <i>reset</i> se encarga de iniciar la medida.	0.03°	< 5 ms @ 1klux	52 mW (100 keps)	0.0132° (θ) 0.0507° (φ)
SENSOR CONTINUO	Integración	La señal de <i>reset</i> se encarga de iniciar la medida.	1.23°	< 550 μs @ 1klux	63 μW @ 1klux and $t_{int}=1$ ms	0.77° (θ) 3.13° (φ)
	Continuo	La señal de <i>enable</i> se encarga de iniciar la medida.	1.23°	< 100 μs @ 1klux	< 63 μW @ 1klux	2.37° (θ) 5.82° (φ)

### 3.2 SIMULACIONES ELÉCTRICAS

Para verificar que el diseño cumple todas con todas las funcionalidades y restricciones se han realizado una serie de simulaciones eléctricas. Para la elaboración del píxel híbrido se han diseñado y verificado los siguientes bloques de manera secuencial:

- Un comparador.
- Píxel independiente en modo continuo.
- Píxel independiente en modo octopus.
- Píxel híbrido con la lógica de selección de modo.

Cabe destacar que el fotodiodo se ha modelado como una fuente de corriente en paralelo con un condensador de capacidad  $C_{ph} = 25 fF$ . Este valor representa la capacidad parásita de la unión PN de un diodo en inversa teniendo en cuenta unas dimensiones típicas de  $8 \mu m \times 8 \mu m$  más la de la puerta del transistor de reset.

#### 3.2.1 Comparador

El comparador empleado, cuyo esquemático se muestra en la Fig. 3.4, es un OTA 5-T simple operando en inversión débil para conseguir un consumo mínimo en la operación, seguido de una etapa inversora para lograr un aumento de la ganancia y un inversor como etapa de buffer. Dispone de una señal *enable* que, si no está habilitada, la salida del comparador se establece a nivel alto, desactivando su consumo estático de corriente y de esta manera, se consigue reducir el consumo de potencia de la matriz de píxeles en estado de reposo. Además, también se ha añadido un transistor de reset en la salida de la

primera etapa del comparador para poder reiniciarlo en caso de que fuera necesario.

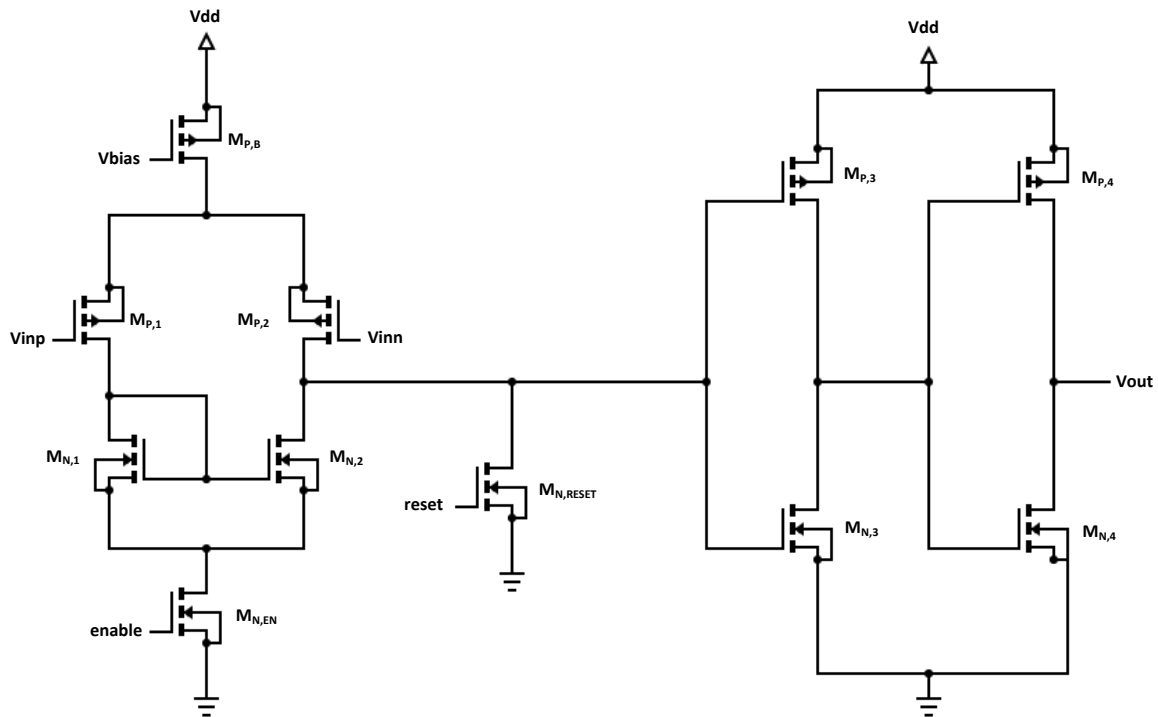


Fig. 3.4. Esquemático final del comparador. Dimensiones de los transistores (W/L,  $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ ):  $M_{P,B} = 7.04/0.4$ ,  $M_{P,1,2} = 3.52/0.18$ ,  $M_{N,1,2} = 0.88/2$  ( $m=2$ );  $M_{N,RESET,EN} = 0.88/0.3$ ;  $M_{P,3,4} = 0.8/0.2$ ;  $M_{N,3,4} = 0.44/0.2$ .

Se pretende diseñar un comparador con el mínimo consumo de potencia posible, pero con una buena respuesta temporal y para ello, se han lanzado distintas simulaciones hasta llegar a unos resultados satisfactorios. En todas las simulaciones, se ha asumido una carga de 1 pF en sus respectivas salidas, una magnitud suficiente para simular la carga real del píxel.

Las variables que se han ido modificando hasta llegar al diseño final presentado han sido las dimensiones de los transistores, la tensión de alimentación  $V_{dd}$  y la tensión de polarización  $V_{bias}$ . Se ha conseguido que el comparador opere correctamente con una tensión de alimentación de sólo 0.7 V y un  $V_{bias}$  de 0.55 V, lo que implicará una mejora en el consumo total del circuito respecto a los diseños actuales. Hay que corroborar que el circuito funciona en todo el rango posible de tensiones de la entrada inversora  $V_{inn}$ , es decir, el rango de tensiones que puede generar el fotodiodo. En base a las caracterizaciones de otros sensores y teniendo en cuenta que el sensor sea compatible con otras tecnologías, se ha definido un rango de voltaje entre 0.15 V y 0.55 V. A modo ilustrativo, en la Fig. 3.5 [4] se muestra la sensibilidad de un fotodiodo y la tensión de circuito abierto frente a diferentes niveles de iluminación de una caracterización realizada de un sensor solar anterior. En concreto se han barrido 4 décadas y se observa que a medida que aumenta la iluminación, mayor es la tensión de circuito abierto del fotodiodo, como consecuencia de que se están generando más pares electrón-hueco en la unión PN. Bajo condiciones típicas de iluminación en entornos interiores,  $V_{OC}$  oscila entre 300 mV y 400 mV,

mientras que en días soleados los valores típicos oscilan entre 410 mV y 500 mV, tendiendo a cero para bajos niveles de iluminación.

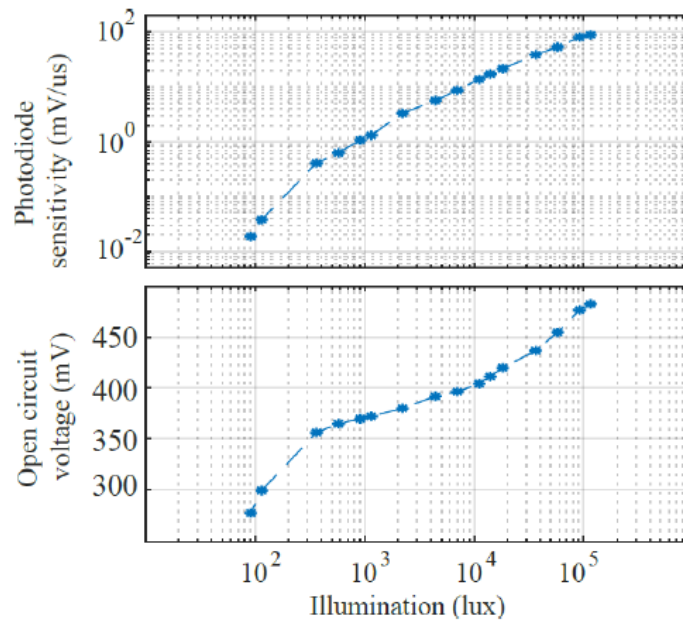


Fig. 3.5. Sensibilidad del fotodiodo en función de la iluminación y tensión de circuito abierto a  $T = 30\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

Otra información interesante que se puede extraer de la imagen anterior es la resolución temporal mínima que debe de tener el comparador. Si conocemos el valor de luminancia entonces podemos determinar el tiempo requerido para alcanzar la tensión umbral del comparador,  $V_{th}$ . En condiciones nominales de iluminación (1 klux aprox.), el fotodiodo generará la tensión mínima de 0.15 V en unos 150  $\mu\text{s}$  y los 0.55 V en unos 550  $\mu\text{s}$ . Por lo tanto, la velocidad de respuesta del comparador debe de situarse en el orden de microsegundos.

Para empezar, se ha verificado la respuesta temporal del comparador aplicando una señal transitoria en la entrada positiva  $V_{inp}$ , fijando una tensión de *threshold* igual a 0.25 V en la otra entrada del comparador  $V_{inn}$  (valor intermedio del rango de tensiones del fotodiodo):

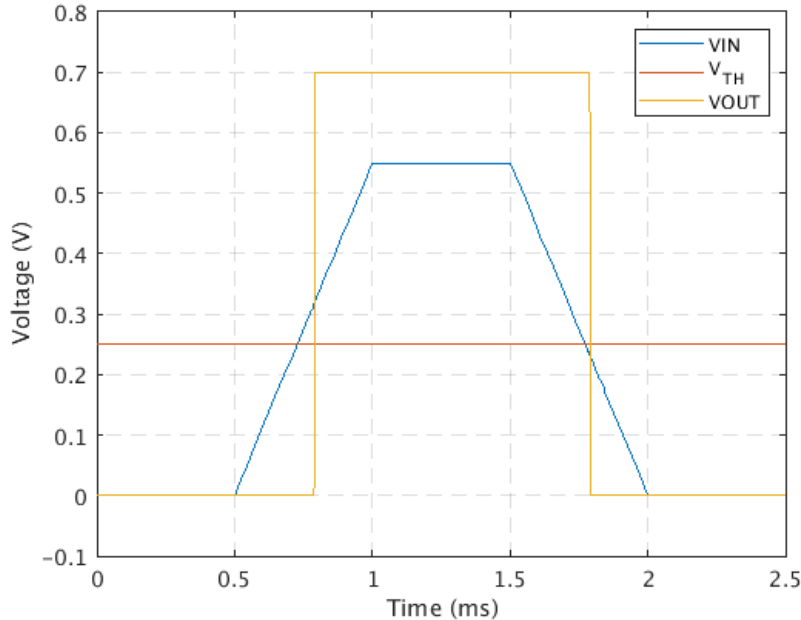


Fig. 3.6. Respuesta temporal del comparador con  $V_{TH}=0.25V$ .

En la figura anterior se observa que cuando crece la tensión de entrada  $V_{inp}$  (la cual se correspondería con la tensión del fotodiodo recibiendo cierta cantidad de iluminación y que alcanza un valor máximo de 0.55 V) la salida del comparador se activa una vez superada la tensión de la entrada inversora ( $V_{inn}$ ). Cabe destacar que existe un retraso temporal de unos 65  $\mu s$  para el flanco de subida y de unos 20  $\mu s$  para el de bajada y que son valores aceptables para las aplicaciones de nuestro sensor solar, debido a que se pretende conseguir una resolución temporal del orden de milisegundos. Este retraso viene principalmente limitado por una serie de parámetros a tener en cuenta: la tensión  $V_{bias}$  que polariza el pMOS principal y que fija la corriente máxima con la que puede operar el comparador (cuanto mayor sea la corriente de polarización, mejor velocidad de respuesta pero mayor consumo de potencia); la tensión de alimentación  $V_{dd}$  reducida, ya que fuerza que los transistores operen en inversión débil y por último, las dimensiones de los transistores debido a que la corriente que fluye por ellos es proporcional a la relación  $\frac{W}{L}$ . Cabe recordar que una de las restricciones más primordiales de nuestro diseño es conseguir un bajo consumo y un área total mínima, por lo tanto, siempre se tendrá en cuenta para la selección de los valores nominales.

Otro punto que verificar ha sido el ciclo de histéresis del comparador, representando la tensión de salida  $V_{out}$  en función de la tensión diferencial del comparador, definida como  $V_d = V_{inp} - V_{inn}$ . En la siguiente Fig. 3.7 se muestran dos casos con el fin de observar la implicación del valor de la tensión de polarización del comparador. En la parte izquierda de la imagen, cuando  $V_{bias}$  es igual a 0.55 V (valor mínimo necesario para una correcta operación) la salida del comparador se activará cuando la tensión diferencial entre sus terminales sea de unos 70 mV, mientras que se desactivará cuando tome un valor de unos -30 mV. Al incrementar la corriente de polarización del comparador (Fig. 3.7b) se estrecha

muchísimo ese ciclo de histéresis llegando a tener un cambio de nivel casi instantáneo cuando el terminal positivo alcanza el mismo valor que el negativo (en nuestro caso cuando la tensión del fotodiodo alcanza la tensión umbral del terminal negativo).

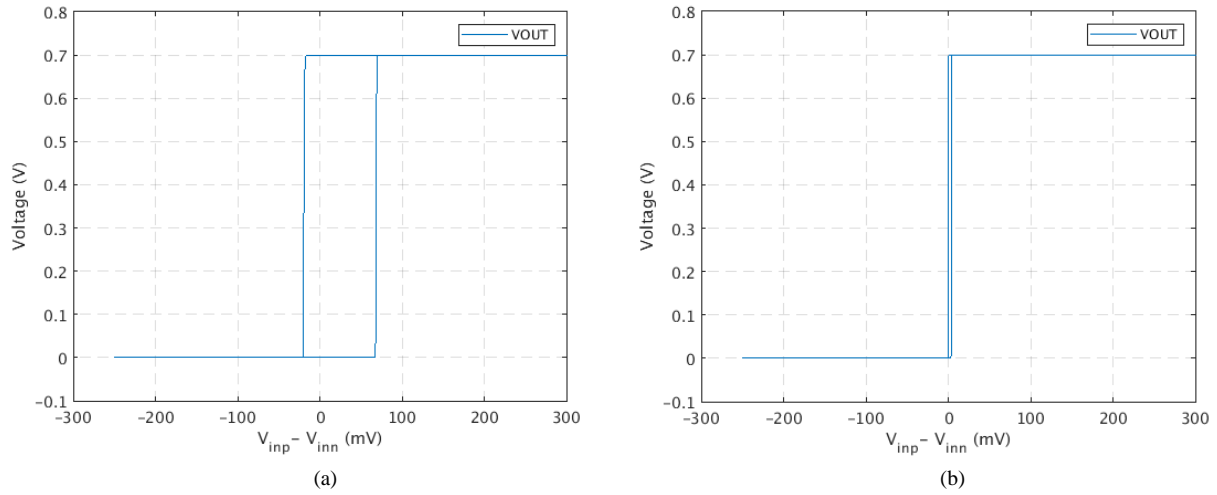


Fig. 3.7. (a) Ciclo de histéresis del comparador con una tensión de polarización  $V_{bias} = 0.55V$ . (b) Ciclo de histéresis del comparador con una tensión de polarización  $V_{bias} = 0.35V$ .

Realizando las simulaciones temporales para diferentes casos de sensibilidad del sensor, es decir, configurando diferentes tensiones umbrales (en pasos de 0.1 V) en el terminal negativo del comparador  $V_{inn}$ , se ha verificado que trabaja correctamente en todos ellos:

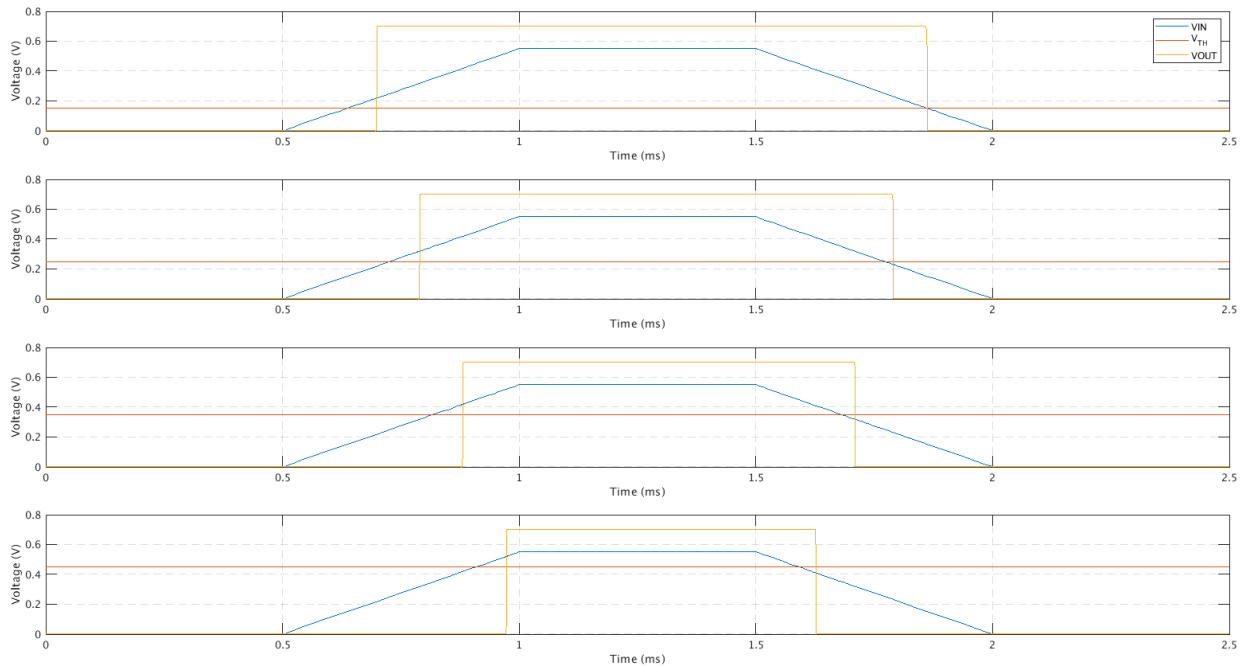


Fig. 3.8. Respuesta temporal del comparador para distintos casos de sensibilidad.

Tal y como se ha comentado, el consumo del comparador es uno de los puntos más importantes del diseño y por ello, se ha reducido la tensión de alimentación al mínimo. En la Fig. 3.9 se ha añadido una medida de consumo del comparador durante una transición temporal para observar los picos de corriente cuando realiza una detección y se activa su salida, al igual que cuando se encuentra en reposo y que se correspondería con su consumo estático.

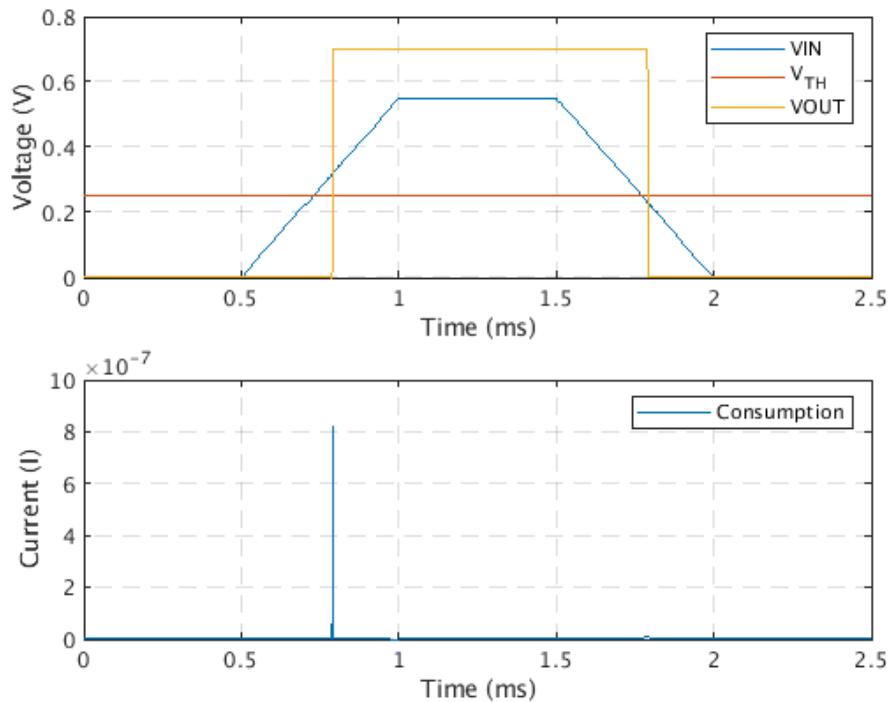


Fig. 3.9. Consumo dinámico del comparador para el caso nominal ( $V_{TH} = 0.25 V$ ).

Cuando la salida del comparador está a nivel bajo, el consumo estático es de unos 160 pA mientras que cuando se mantiene a nivel alto, el consumo se reduce hasta unos 145 pA. El pico de corriente en el flanco de subida de la salida del comparador es de 823 nA mientras que el que se produce durante el flanco de bajada es de unos 10 nA (para el caso nominal de  $V_{th} = 0.25 V$ ).

Por otro lado, se ha corroborado que los consumos dinámicos son muy similares en los diferentes casos de sensibilidad del píxel, oscilando entre los 770 nA y los 825 nA. Finalmente, durante el modo de bajo consumo (señal *enable* desactivada) se ha conseguido unos valores de 9 pA, es decir, se reduce en casi dos órdenes de magnitud respecto el consumo estático cuando el comparador está activado.

Otro punto importante que validar es que el dispositivo funcione en las cuatro esquinas de la tecnología de fabricación y, para ello, se ejecutan una serie de simulaciones mediante Cadence y se comparan con el caso nominal para observar sus diferencias. En la Tabla 3. 2 se han definido los nombres y la configuración de cada tipo de transistor en cada esquina.

Tabla 3. 2. Definición de las 4 esquinas de la tecnología.

NOMBRE DE LA ESQUINA	CONFIGURACIÓN NMOS	CONFIGURACIÓN PMOS
<b>C0</b>	<i>fast</i>	<i>fast</i>
<b>C1</b>	<i>fast</i>	<i>slow</i>
<b>C2</b>	<i>slow</i>	<i>fast</i>
<b>C3</b>	<i>slow</i>	<i>slow</i>

Para una mejor visualización, en las siguientes cuatro figuras se muestra la respuesta de la tensión de salida  $V_{out}$  en el caso nominal y en las esquinas definidas para cada valor de sensibilidad del sensor, empezando por  $V_{inn} = 0.15 V$  y finalizando por  $V_{inn} = 0.45 V$ .

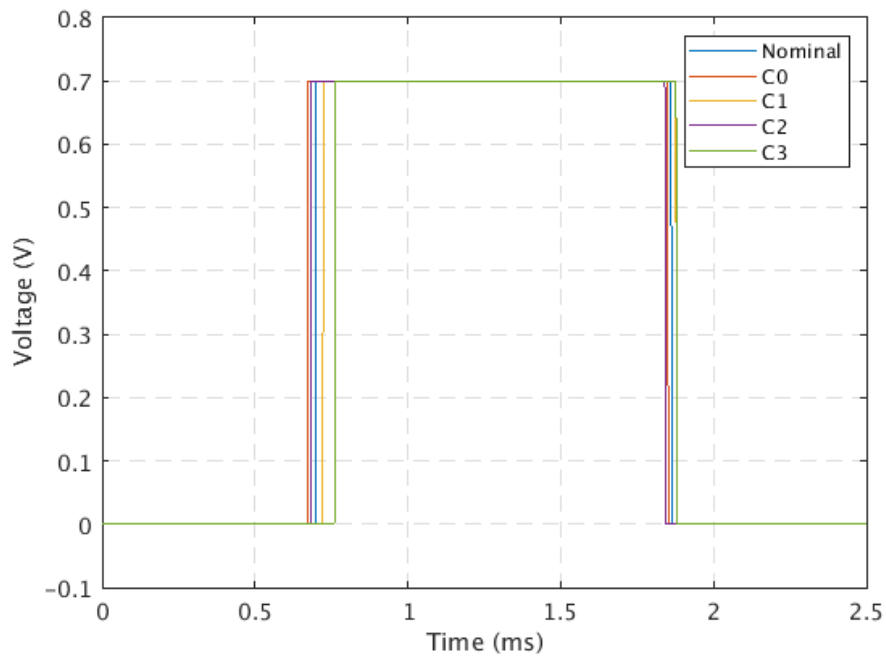


Fig. 3.10. Respuesta temporal del comparador en cada esquina para  $V_{inn} = 0.15 V$ .



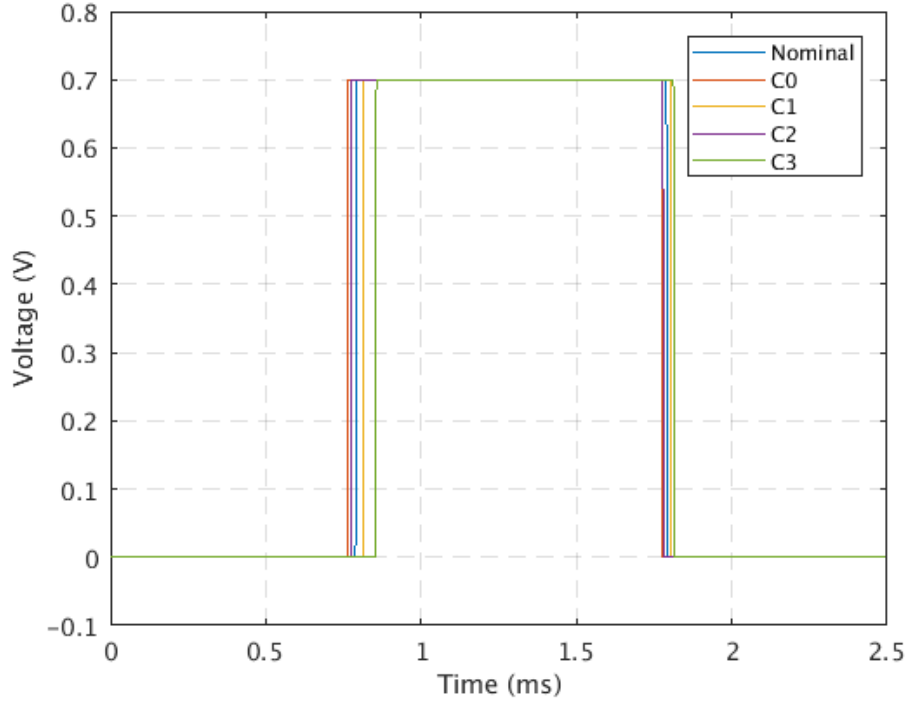


Fig. 3.11. Respuesta temporal del comparador en cada esquina para  $V_{inn} = 0.25$  V.

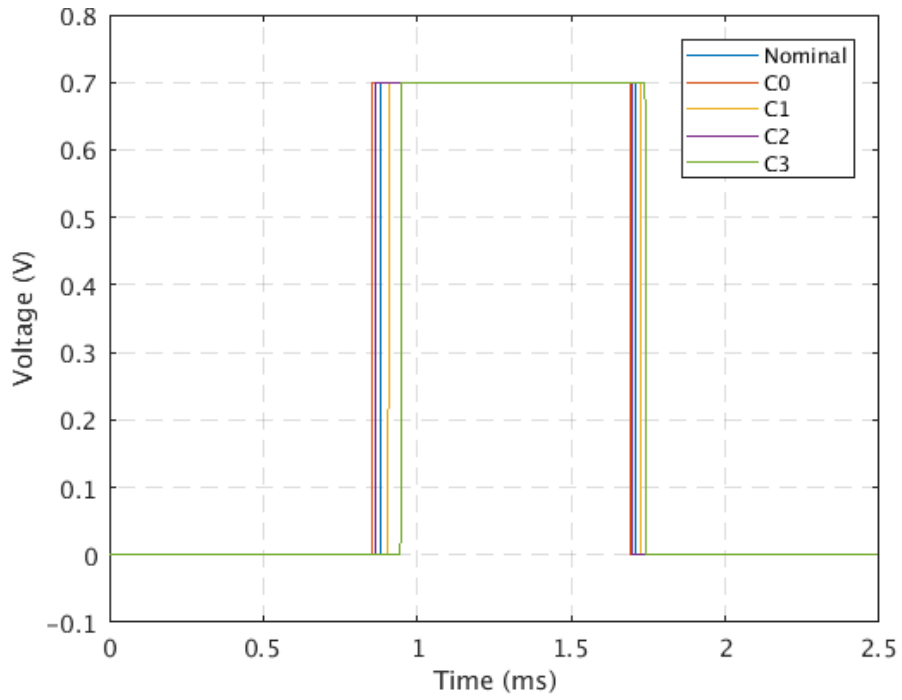


Fig. 3.12. Respuesta temporal del comparador en cada esquina para  $V_{inn} = 0.35$  V.

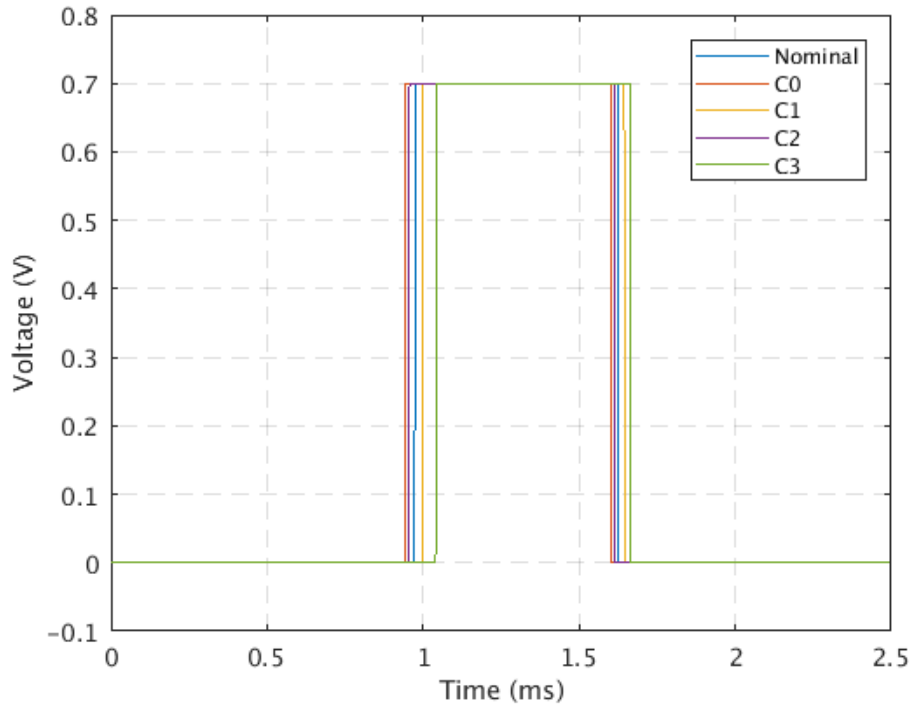


Fig. 3.13. Respuesta temporal del comparador en cada esquina para  $V_{inn} = 0.45 V$ .

En todos los casos la esquina C3, que se corresponde con la configuración de transistores *slow – slow*, es la que perjudica más la velocidad de respuesta del comparador, llegando a obtener un retraso de  $130 \mu s$  en el flanco de subida y de  $70 \mu s$  en el de bajada, duplicando los valores respecto el caso nominal para el flanco de subida y triplicándolo para el de bajada. Contrariamente, en la esquina C0, se mejora la velocidad consiguiendo un retardo de sólo  $35 \mu s$  durante el flanco de subida y de  $12 \mu s$  en el de bajada, reduciendo hasta la mitad su valor nominal correspondiente.

Como punto final, se ha realizado una simulación Monte Carlo de 300 muestras con el fin de observar la desviación relativa del retraso temporal de la señal de salida del comparador durante sus transiciones de tensión. Se tenido en cuenta tanto las variaciones de proceso como las de *mismatch* de los transistores. Los histogramas resultantes han sido los siguientes:

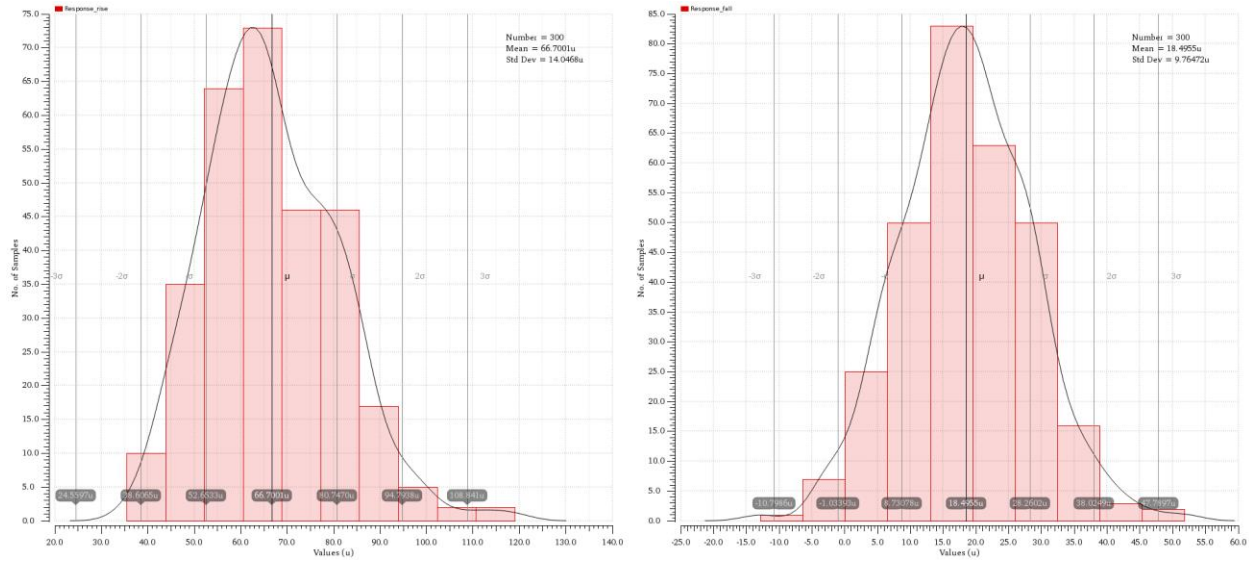


Fig. 3.14. Resultados de la simulación Monte Carlo del comparador considerando 300 muestras.

En el histograma izquierdo, el cual se corresponde con el retraso para el flanco de subida, se ha obtenido una desviación estándar de  $13 \mu\text{s}$  y un valor medio de  $69.5 \mu\text{s}$ . Con estos valores se obtiene una sigma relativa de  $\sigma_r = \frac{13 \mu\text{s}}{69.5 \mu\text{s}} = 0.187$ . Por otro lado, el histograma de la parte derecha de la imagen muestra el caso del flanco de bajada y se ha obtenido una desviación de  $10.6 \mu\text{s}$  y un valor medio de  $16.75 \mu\text{s}$ , resultando una sigma relativa de  $\sigma_r = \frac{10.6 \mu\text{s}}{16.75 \mu\text{s}} = 0.633$ . Los resultados obtenidos en cuanto a dispersión de los retrasos son realmente buenos.

### 3.2.2 Píxel modo continuo

Una vez tenemos el comparador diseñado y caracterizado se procede a diseñar y verificar el píxel para los sensores solares de tipo continuo. En este modo, las coordenadas de todos los píxeles iluminados no se transmiten al exterior, sino que se obtiene el centroide de la región iluminada a través de la propia lógica circuital del sensor, sin necesidad de realizar ningún cálculo posterior a la recepción de la información.

El esquemático del píxel se muestra en la Fig. 3.15. Se observa que el fotodiodo está polarizado en directa (opera como celda solar), estando su ánodo conectado a una de las entradas del comparador y al transistor de reset para reiniciarlo cuando la señal *reset* esté habilitada. La otra entrada del comparador se corresponde con la tensión umbral,  $V_{TH}$ , la cual puede ajustarse para modificar la sensibilidad del píxel y así, considerar más o menos píxeles iluminados, evitando de este modo perturbaciones externas como el efecto albedo. La señal de salida del comparador *spike* junto con los transistores conectados a las líneas *REQ\_ROW* y *REQ\_COL* se encargan de enviar la información del píxel cuando la tensión  $V_{OC}$  del

fotodiodo supera a la tensión umbral,  $V_{TH}$ . En ese caso, las señales de petición de fila/columna se ponen a nivel bajo mientras que cuando se encuentran en reposo o *standby*, se mantienen a nivel alto.

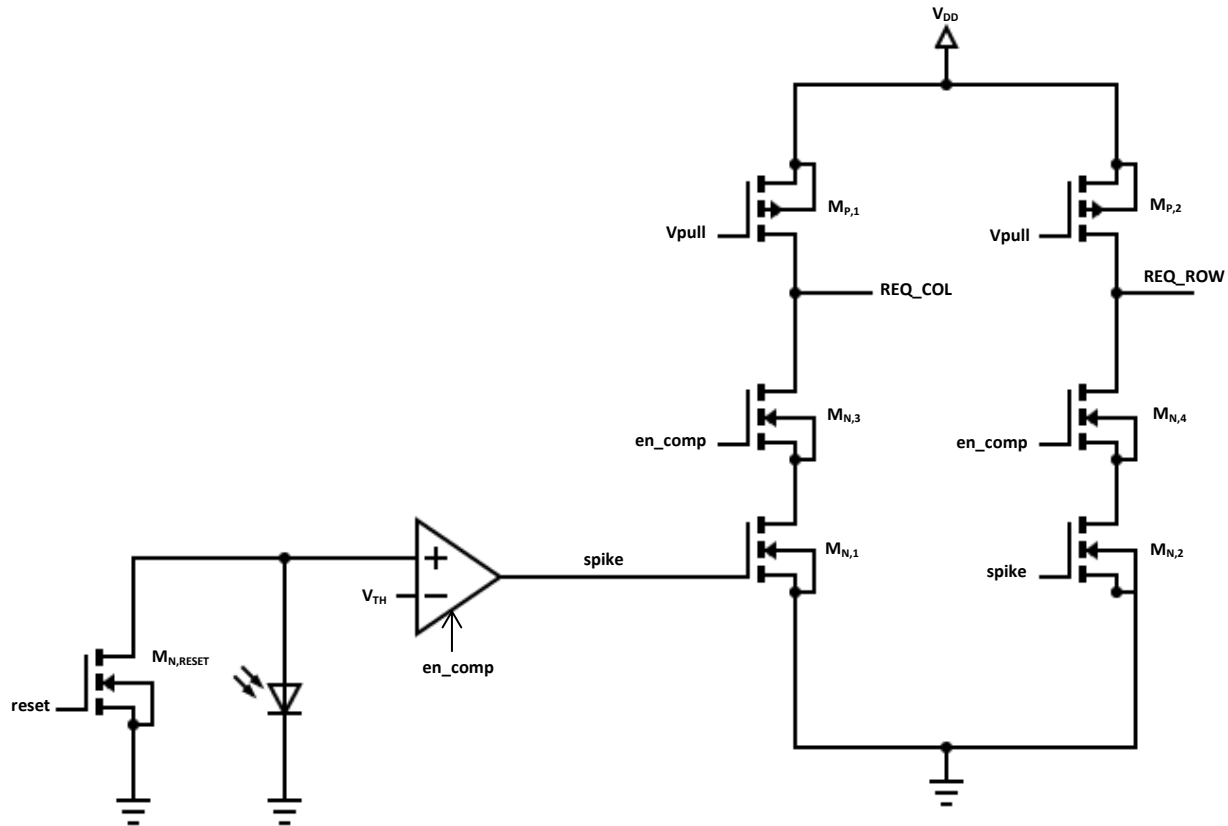


Fig. 3.15. Diseño final del píxel continuo. Dimensiones de los transistores (W/L,  $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ ):  $M_{N,1,2,3,4} = 3/0.2$ ;  $M_{P,1,2} = 0.8/0.2$ ;  $M_{N,RESET} = 0.44/0.45$ .

Cabe destacar que las dimensiones del transistor de reset son considerables ya que debe permitir descargar la carga almacenada en la capacidad parásita en un corto intervalo de tiempo. Tal y como se ha descrito en el apartado 3.3.1 y aunque no aparezca específicamente en el esquemático de la Fig. 3.15, el comparador dispone una serie de señales que nos permiten controlar su velocidad de respuesta ( $V_{bias}$ ), habilitarlo/deshabilitarlo (*en\_comp*) o resetearlo (*reset\_comp*) según las necesidades de la aplicación.

El procedimiento para validar el píxel continuo ha sido el mismo que el explicado anteriormente para el caso del comparador y, por lo tanto, inicialmente se mostrará la respuesta temporal obtenida en los distintos casos de sensibilidad; a continuación, los resultados de consumo dinámico y estático; seguidamente, la verificación de las 4 esquinas de la tecnología y, por último, la simulación Monte Carlo.

Lanzando la primera simulación temporal para el caso nominal, es decir, ajustando la tensión de umbral  $V_{TH} = 0.25\text{ V}$ , se ha obtenido el siguiente resultado:

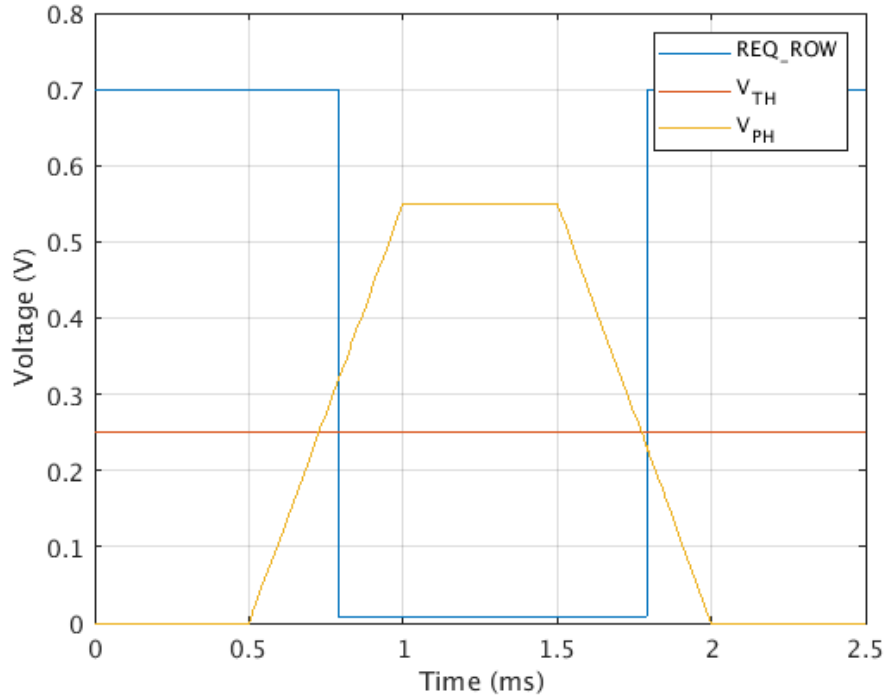


Fig. 3.16. Respuesta temporal píxel en modo continuo para condiciones de iluminación nominales ( $V_{TH} = 0.25 V$ ).

Cabe destacar que el retraso temporal no se ha visto incrementado por culpa de la nueva circuitería conectada después del comparador, que necesaria para enviar la información hacia el exterior, ya que los transistores de salida son lo suficientemente grandes como para no afectar negativamente en la operación. Esto lo podemos comprobar en la Fig. 3.17 donde se representa la señal de salida del comparador y la del píxel en el instante de la activación y la desactivación, respectivamente, para así observar el inexistente retraso que añade la circuitería extra.

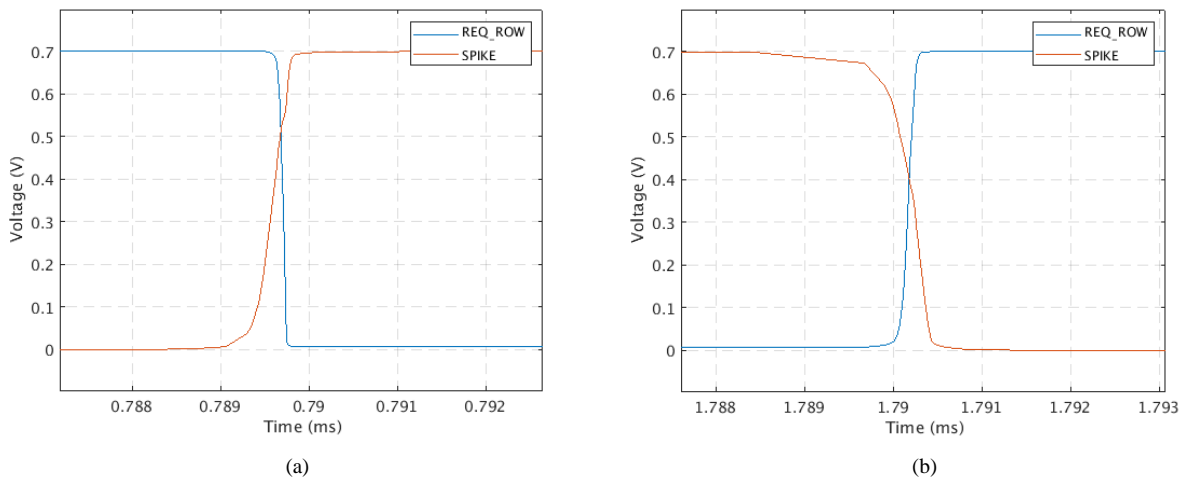


Fig. 3.17. (a) Activación de la señal de salida del comparador y REQ\_ROW ( $V_{TH}=0.25V$ ). (b) Desactivación de la señal de salida del comparador y REQ\_ROW ( $V_{TH}=0.25V$ ).

A continuación, se añaden los resultados obtenidos para los distintos casos de sensibilidad del píxel y así observar su correcto funcionamiento en todo el rango:

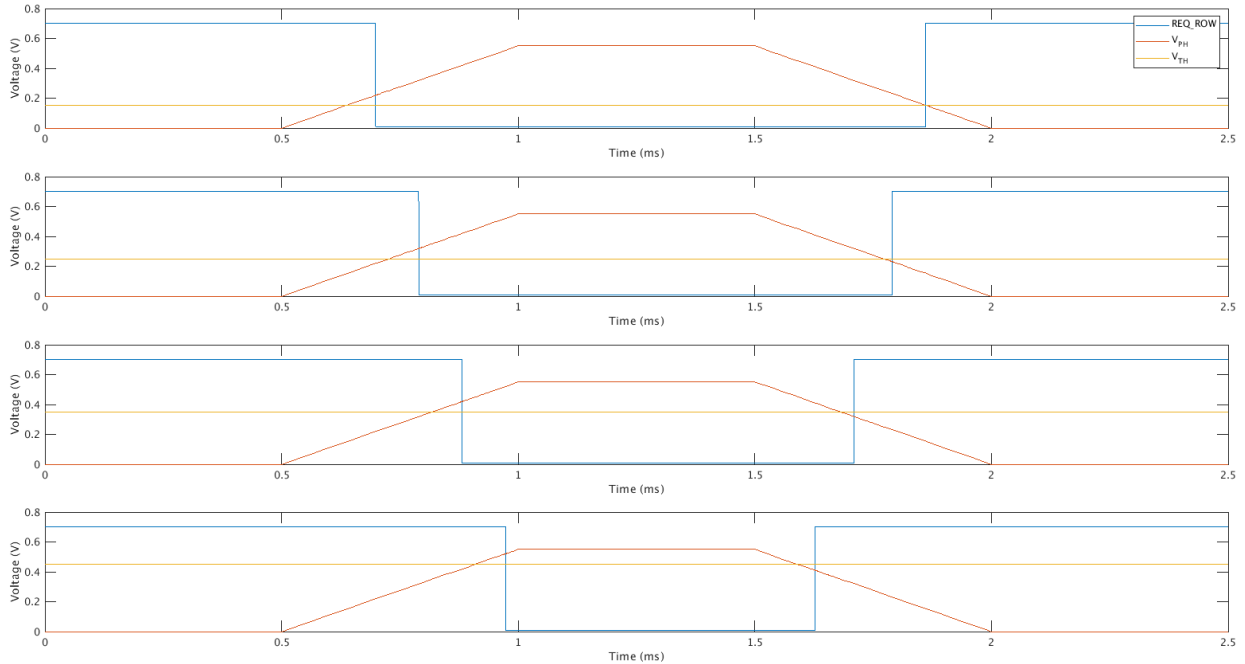


Fig. 3.18. Respuesta temporal del píxel continuo para distintos casos de sensibilidad.

En todos los escenarios de sensibilidad se ha medido un retraso temporal muy similar alrededor de los  $62 \mu\text{s}$  en la activación del píxel y de  $17.5 \mu\text{s}$  en la desactivación. Por lo tanto, podemos deducir que el cambio de sensibilidad no afecta en la respuesta del píxel.

El siguiente paso ha sido calcular el consumo del píxel continuo y que se muestra en la siguiente figura, la cual simula un ciclo de activación y desactivación:

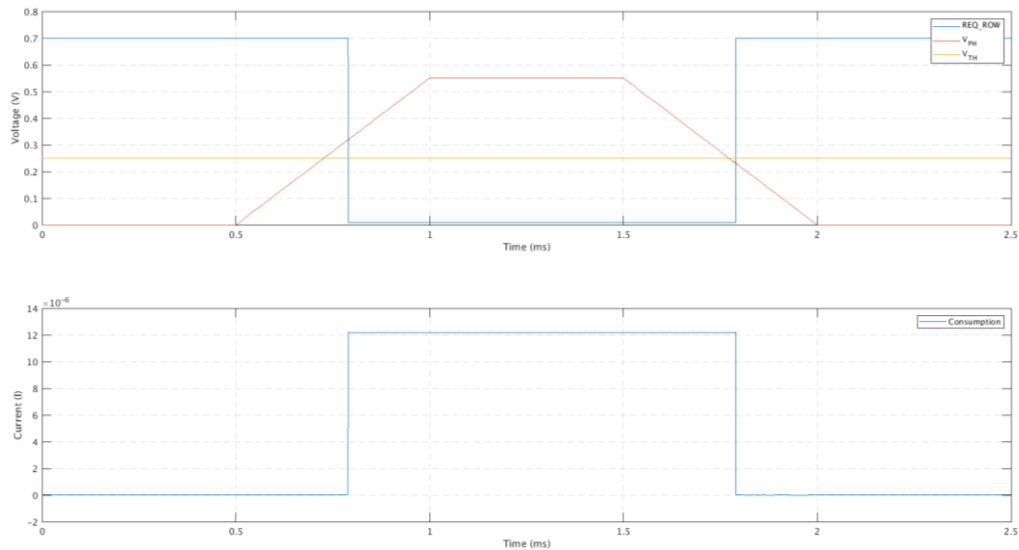


Fig. 3.19. Consumo dinámico del píxel continuo en un ciclo de activación/desactivación.

Cuando las salidas de fila/columna del píxel están a nivel alto, es decir, se encuentra en reposo, el consumo estático es de unos 170 pA mientras que cuando su salida (*REQ\_COL* en este caso) se activa y se mantiene a nivel bajo, indicando que está iluminado, alcanza un valor de unos 12  $\mu$ A. Con esta información podemos concluir que la circuitería extra sólo ha añadido alrededor de 10 pA de consumo estático y que mayormente, éste proviene del comparador. Sin embargo, cuando el píxel continuo envía la información para el cálculo del centroide, observamos un incremento considerable respecto al medido con el comparador provocado por la corriente que fluye a través de los nMOS de salida de dimensiones considerables. Por lo tanto, la velocidad de cálculo del centroide en la circuitería periférica nos limitará el tiempo necesario que se debe mantener la salida del píxel a nivel alto hasta reiniciar su operación y consecuentemente, el consumo medio. El consumo medio cuando el circuito se encuentra en *standby*, es decir, cuando se fija a nivel bajo la señal *en\_comp*, ha sido de 18 pA.

Teniendo en cuenta la definición de las cuatro esquinas de la tecnología que se ha mostrado en el apartado anterior, volvemos a realizar las simulaciones correspondientes para observar el correcto funcionamiento en todos los casos de sensibilidad:

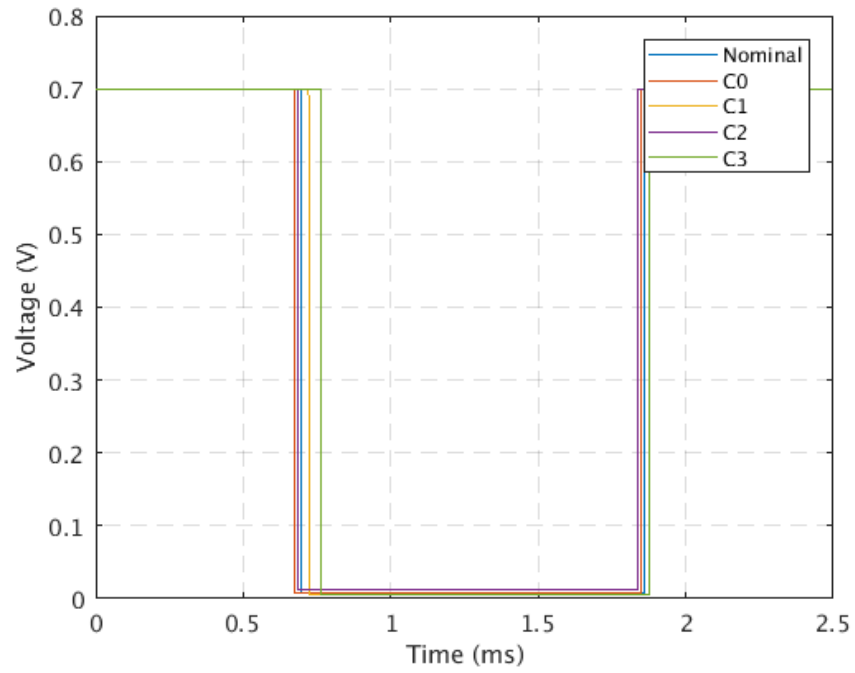


Fig. 3.20. Respuesta temporal del píxel continuo en cada esquina para  $V_{TH} = 0.15V$ .

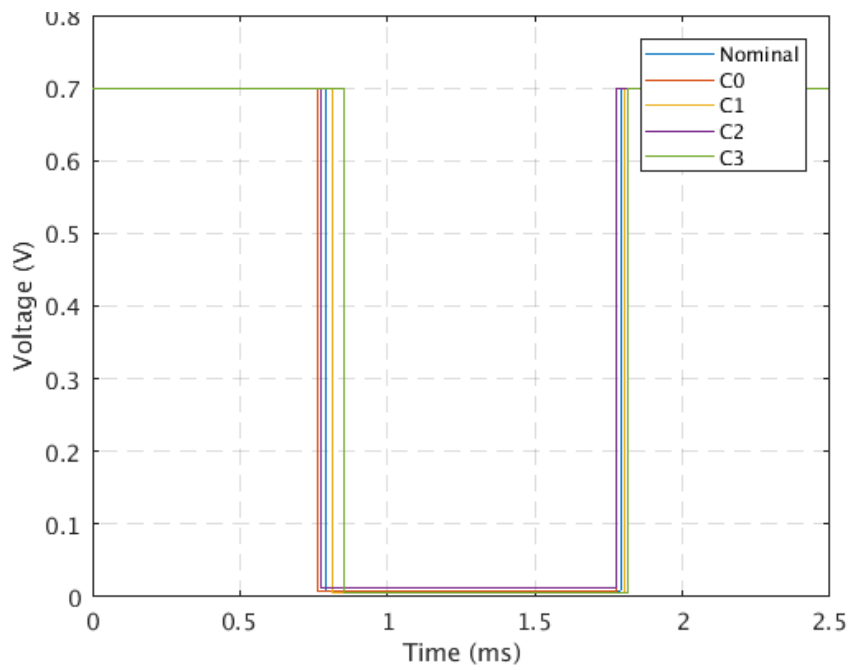


Fig. 3.21. Respuesta temporal del píxel continuo en cada esquina para  $V_{TH} = 0.25V$ .



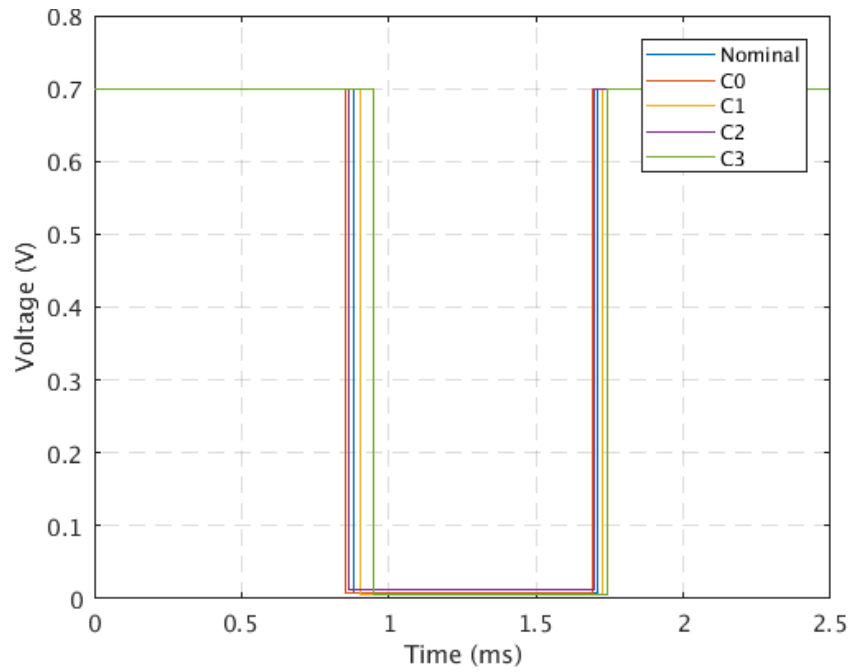


Fig. 3.22. Respuesta temporal del píxel continuo en cada esquina para  $V_{TH} = 0.35V$ .

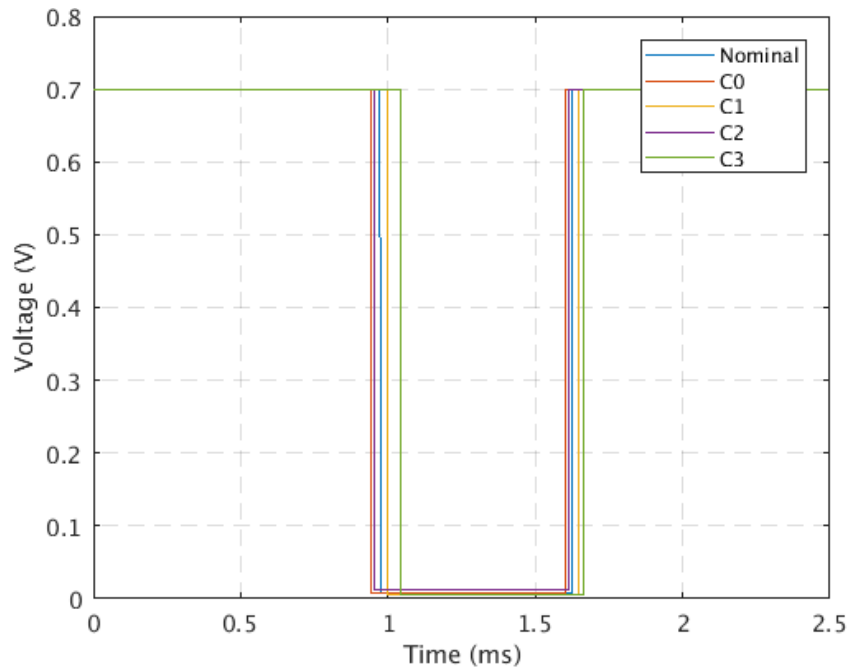


Fig. 3.23. Respuesta temporal del píxel continuo en cada esquina para  $V_{TH} = 0.45V$ .

Los resultados obtenidos son muy similares a los del comparador, llegando a obtener un retraso de 130  $\mu s$  en el flanco de subida y de 40  $\mu s$  en el de bajada, duplicando los valores respecto el caso nominal. En

cambio, en la esquina C0, se consigue un retardo de sólo 35  $\mu\text{s}$  durante el flanco de subida y de 3  $\mu\text{s}$  en el de bajada.

Como punto final, se ha realizado una simulación Monte Carlo de 300 muestras con el fin de observar la desviación relativa de los retrasos de la señal de petición durante la activación y desactivación del píxel iluminado. De la misma manera, se han tenido en cuenta tanto las variaciones de proceso como las de *mismatch* de los transistores. Los histogramas resultantes han sido los de la Fig. 3.24.

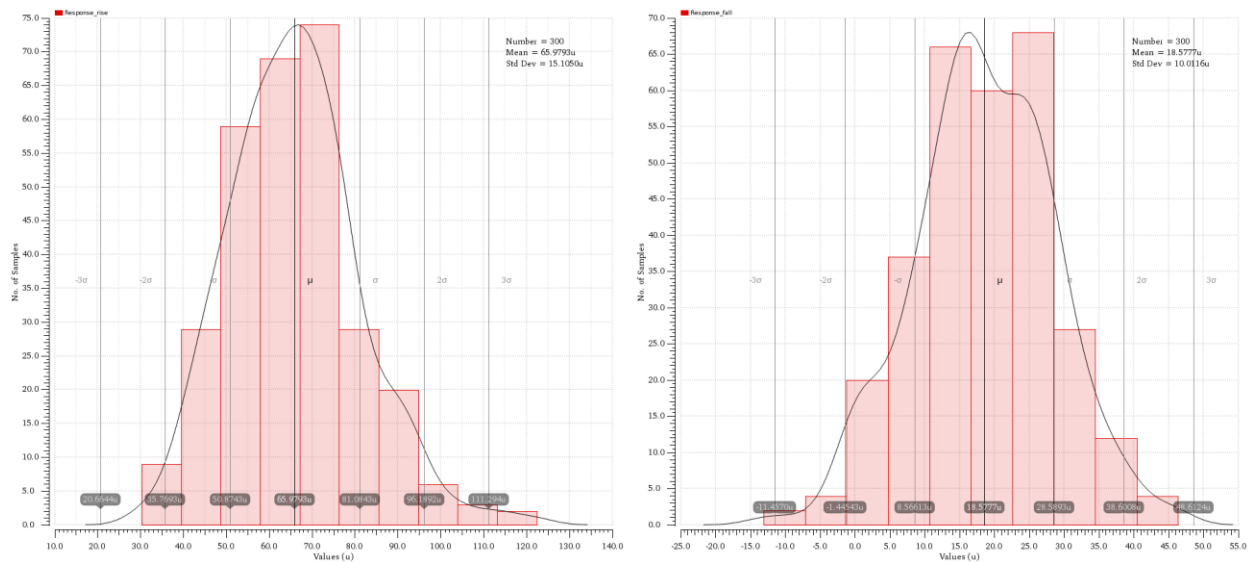


Fig. 3.24. Resultados de la simulación Monte Carlo del píxel continuo considerando 300 muestras.

En el histograma superior, el cual se corresponde con el retraso para el flanco de subida, se ha obtenido una desviación estándar de 15.5  $\mu\text{s}$  y un valor medio de 63.44  $\mu\text{s}$ . Con estos valores se obtiene una sigma relativa de  $\sigma_r = \frac{15.5\mu\text{s}}{63.44\mu\text{s}} = 0.244$ . Por otro lado, en el caso del flanco de bajada se ha obtenido una

desviación de 6.99  $\mu\text{s}$  y un valor medio de 17.12  $\mu\text{s}$ , resultando una sigma relativa de  $\sigma_r = \frac{6.99\mu\text{s}}{17.12\mu\text{s}} = 0.408$ . Estos resultados son suficientemente buenos como para considerarlos válidos.

### 3.2.3 Píxel modo octopus

En este apartado se analiza la arquitectura de un tipo de píxel con un funcionamiento distinto respecto al de tipo continuo. En este caso, la información de la iluminación del píxel se encuentra codificada en la frecuencia del tren de pulsos de la señal de salida, que es proporcional a la intensidad de iluminación y que está dada por la expresión (3.1). Otra diferencia respecto al píxel anterior es que envía la información de todos los píxeles iluminados de forma asíncrona, mediante el protocolo de comunicación de representación de dirección de eventos (Address Event Representation - AER), en el que el sensor de imagen es el elemento emisor (*sender*) y la FPGA es el receptor (*receiver*). Por lo tanto, cada vez que

tiene lugar un pulso, se transmiten las coordenadas del píxel al exterior del chip de forma asíncrona.

El esquemático final del píxel octopus se muestra en la Fig. 3.25. Al igual que en el píxel continuo, el fotodiodo está conectado como celda solar a una de las entradas del comparador y a su vez, al transistor de reset para reiniciarlo cuando la señal *reset* esté habilitada o en este caso concreto, también si la señal *spike* está activada (realizado mediante una puerta NOR). Cabe resaltar que, para este tipo de sensor, se han tenido que añadir un par de inversores a la salida del comparador con el fin de añadir un pequeño retraso entre la señal de salida del comparador y el circuito de reset para asegurar que el circuito es estable y así, poder reiniciar correctamente el fotodiodo después de enviar la información correspondiente. La señal de salida del comparador *spike* junto con los transistores conectados a las líneas *REQ\_ROW* y *REQ\_COL* se encargan de realizar la petición de lectura del píxel cuando la tensión  $V_{OC}$  del fotodiodo supera la tensión umbral,  $V_{TH}$ . En ese caso, las señales de petición se ponen a nivel bajo mientras que cuando se encuentran en reposo, se mantienen a nivel alto; es decir, se identifica que se está realizando una petición en los flancos de bajada de las señales de salida de columna y fila. Por otro lado, la señal *lock*, que es la salida de un *latch* SR, cuyas entradas de set y reset son las señales *rst\_pix* (es la salida de la NAND con entradas *reset\_row* y *reset\_col*) y *pix\_on*, respectivamente, se encarga de bloquear el píxel si se encuentra a nivel alto. Por tanto, para que se desactive el píxel se tiene que cumplir que la señal *pix\_on* esté a nivel bajo (lo cual significa que no se están detectando fotones), y la señal de reset se encuentre a nivel alto. Es decir, cada vez que tiene lugar la lectura del píxel, éste se bloquea, permitiendo de esta forma reducir el consumo (al no estar midiendo iluminación continuamente, ya que el comparador estaría inhabilitado).

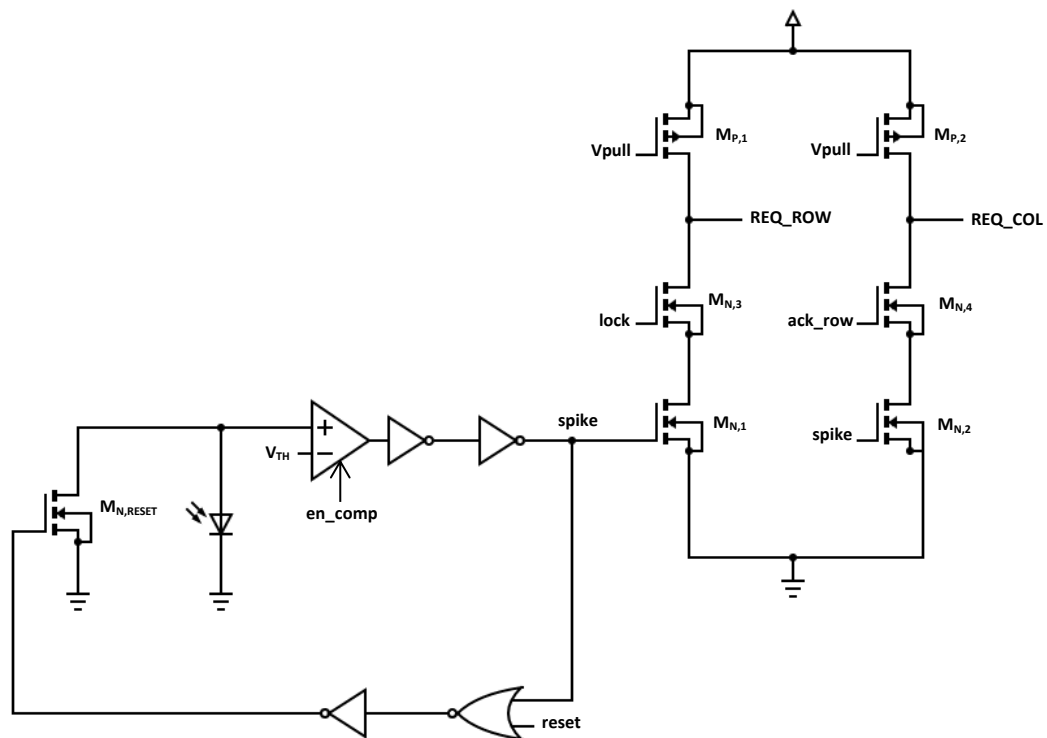


Fig. 3.25. Diseño final del píxel octopus. Dimensiones de los transistores (W/L,  $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ ):  $M_{N,1,2,3,4} = 3/0.2$ ;  $M_{P,1,2} = 0.8/0.2$ ;  $M_{N,RESET} = 0.46/0.45$ .

En la Fig. 3.26 se muestra a modo de resumen aclaratorio un cronograma de las diferentes señales involucradas en la operación de este tipo de operación. Teniendo habilitado previamente el píxel (*pix\_on* nivel alto), los píxeles cuya tensión  $V_{oc}$  ha superado al umbral del comparador solicitan acceso al bus de comunicación para transmitir sus coordenadas (fila, columna), produciéndose un flanco de bajada de la señal *req\_row*. Para poder afrontar las posibles colisiones de peticiones en el bus de datos se emplea un arbitrador y que en este caso se concede prioridad a la fila cuya petición ha llegado con anterioridad. Una vez que el arbitrador le otorga permiso al bus a un determinado píxel, se activa la señal *ack\_row*, permitiendo la petición por columnas y con ello teniendo lugar un flanco de bajada de la señal *req\_col*. En este momento las señales de peticiones por filas y columnas están a nivel bajo, lo que significa que el píxel tiene acceso al bus compartido y sus coordenadas (x,y) se transmiten al exterior. Una vez que la periferia confirma la recepción de la información, se encarga de activar las señales de *reset* en la fila y en la columna del píxel correspondiente, es decir, se ponen a nivel alto las señales *rst\_row* y *rst\_col*. Estas dos señales son la entrada de una puerta NAND, cuya salida es la señal *rst\_pix*. Con lo cual, como esta última señal está a nivel bajo, el píxel queda bloqueado y en *standby* como consecuencia del cambio de nivel de la señal *lock*.

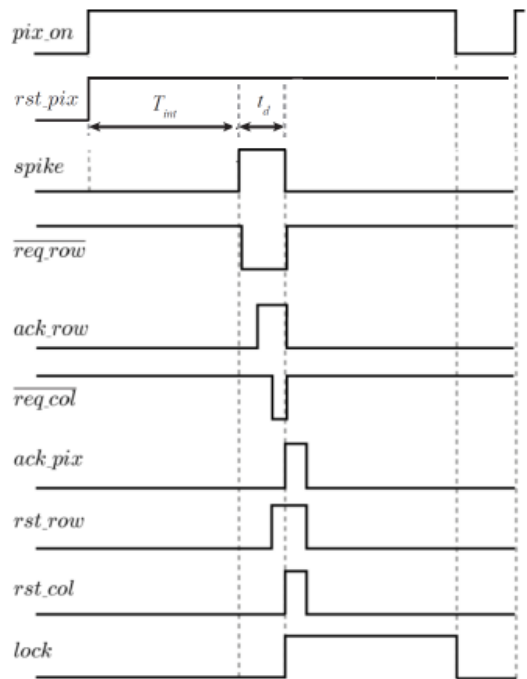


Fig. 3.26. Cronograma de las señales involucradas en la operación del píxel tipo octopus.

Para validar la implementación se ha emulado funcionamiento del fotodiodo con una fuente de corriente en paralelo con un condensador de 25 fF. El rango de fotocorriente generada por la unión PN es muy variable y puede oscilar entre 1 pA y 1 nA según las condiciones de radiación solar, por lo tanto, para este apartado se ha considerado ambos extremos realizando un barrido dentro de ese intervalo de valores.

En este tipo de píxel, la frecuencia de pulsación depende tanto de la cantidad de iluminación recibida como de la tensión configurada en la entrada negativa del comparador, ya que ambos afectan al tiempo de carga del condensador y consecuentemente, al tiempo de activación de la señal de salida *spike* del comparador. En la Fig. 3.27 se observa la respuesta temporal del píxel para dos valores distintos de fotocorriente  $I_{ph}$  (1 pA y 10 pA) configurando la tensión de *threshold*  $V_{TH}$  a 0.25 V (rango intermedio de sensibilidad), en la cual se verifica como la frecuencia del tren de pulsos de la señal de salida *REQ\_ROW* aumenta cuando la fotocorriente crece, tal y como esperamos. También se observa como cada vez que se activa la señal *spike* la tensión del fotodiodo se resetea automáticamente para que, de esta manera, se reinicie la operación de carga y se pueda generar el tren de pulsos en la salida, el cual nos va a permitir diferenciar la cantidad de iluminación que recibe cada píxel.

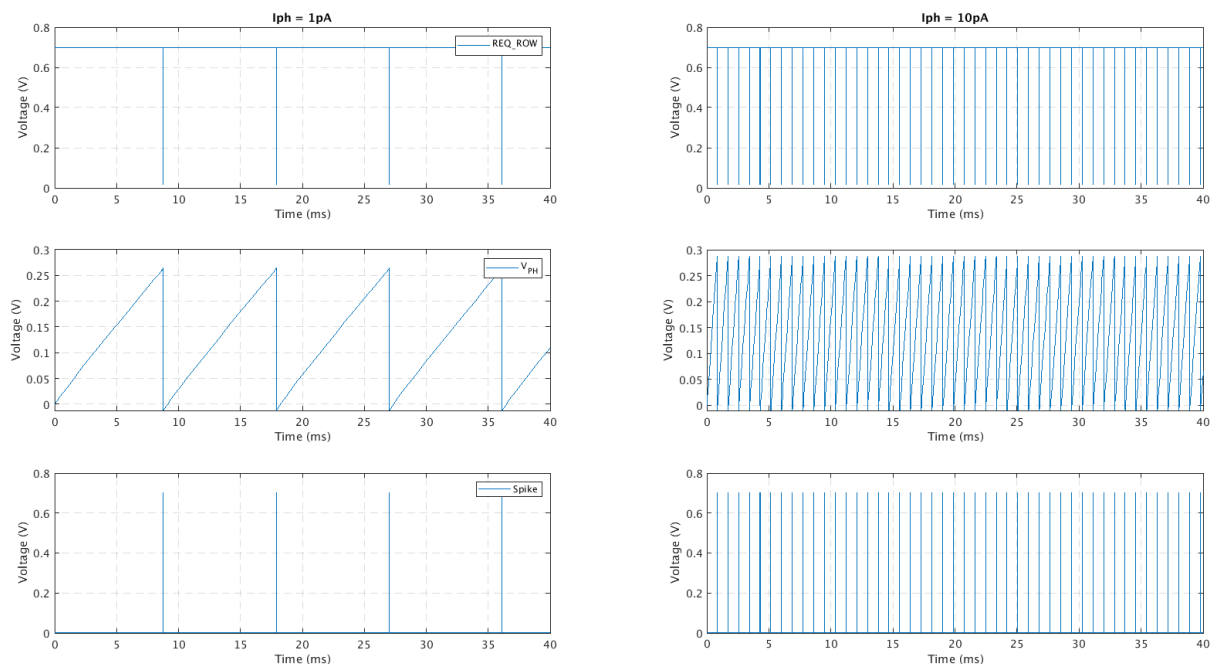


Fig. 3.27. Respuesta temporal del píxel octopus para dos casos de fotocorriente generada por el fotodiodo ( $V_{TH} = 0.25V$ ).

Con la sensibilidad fijada al valor nominal ( $V_{TH} = 0.25 V$ ), se ha medido un rango de frecuencia de la señal de salida que puede oscilar desde los 110 Hz (mínima iluminación) hasta los 123 kHz (iluminación máxima). Si elevamos la tensión umbral hasta los 0.45 V, la frecuencia oscilaría entre 62 Hz y 69 kHz a causa del tiempo extra necesario hasta cargar la capacidad a esa tensión superior respecto al caso nominal; mientras que para la tensión  $V_{TH}$  mínima igual a 0.15 V, la frecuencia oscilaría entre 170 Hz y 190 kHz.

Un aspecto importante en este modo de operación es que hay que tener en cuenta el retraso introducido por el comparador, ya que para fotocorrientes elevadas (y consecuentemente, frecuencias elevadas de conmutación) limitaría la operación siempre que no se ajuste adecuadamente su tensión de polarización  $V_{bias}$ . Partiendo de la ecuación (3.1) podemos extraer los tiempos de carga del condensador para el caso

de máxima velocidad de operación, es decir, cuando la fotocorriente es de 1 nA, que son del orden de pocos microsegundos (concretamente entre 3.75  $\mu$ s y 11.25  $\mu$ s). Por lo tanto, la corriente de polarización del comparador se tiene que aumentar para que introduzca un retardo de pocas decimas de microsegundos también, para no afectar negativamente a la operación y no ser el cuello de botella del sistema. Esto se ha podido comprobar realizando diferentes simulaciones paramétricas y se ha llegado a la conclusión que la tensión de polarización debe ajustarse entre 0.55 V y 0.35 V, siendo inversamente proporcional al nivel de iluminación recibida.

Tal y como sabemos del análisis del comparador del punto anterior, sabemos que existe un compromiso directo entre velocidad de operación, consumo y área. Por lo tanto, durante este modo de operación se podría implementar una estrategia dinámica para la selección de la tensión de polarización o, por el contrario, se deberían de incrementar las dimensiones de los transistores del comparador para que fueran más rápidos, cosa que nos implica una mayor área de chip. Otra alternativa más simple consistiría en fijar  $V_{bias}$  a 0.35 V siempre que se seleccione el modo de operación octopus, asumiendo el consumo extra que conlleva cuando opera con baja iluminación, ya que en ese escenario no sería necesaria tanta corriente de polarización y, por tanto, no funcionaría de manera óptima. También se deberá tener en cuenta la resolución temporal del entorno de procesado de datos y toma de decisiones del satélite, ya que determinará si el cuello de botella existe externamente a nuestro sensor.

En la Fig. 3.28 se ha incluido una gráfica (parte inferior) con el consumo del sensor de tipo octopus para los dos mismos casos de fotocorriente que se han analizado anteriormente para la respuesta temporal. Tal y como se puede deducir, los picos de corriente tienen la misma amplitud en ambos casos, de aproximadamente 17  $\mu$ A y obtenemos un consumo base de unos 0.5 nA. En definitiva, el consumo medio vendrá determinado por la periodicidad de esos pulsos, es decir, la frecuencia de activación del píxel (proporcional a la cantidad de radiación recibida) que a su vez dependerá del ajuste de la sensibilidad. Por ejemplo, el consumo medio medido cuando la señal de petición de salida pulsa a la frecuencia mínima de 110 Hz es de 1.2 nA mientras que a la frecuencia de 125 kHz alcanza los 220 nA.

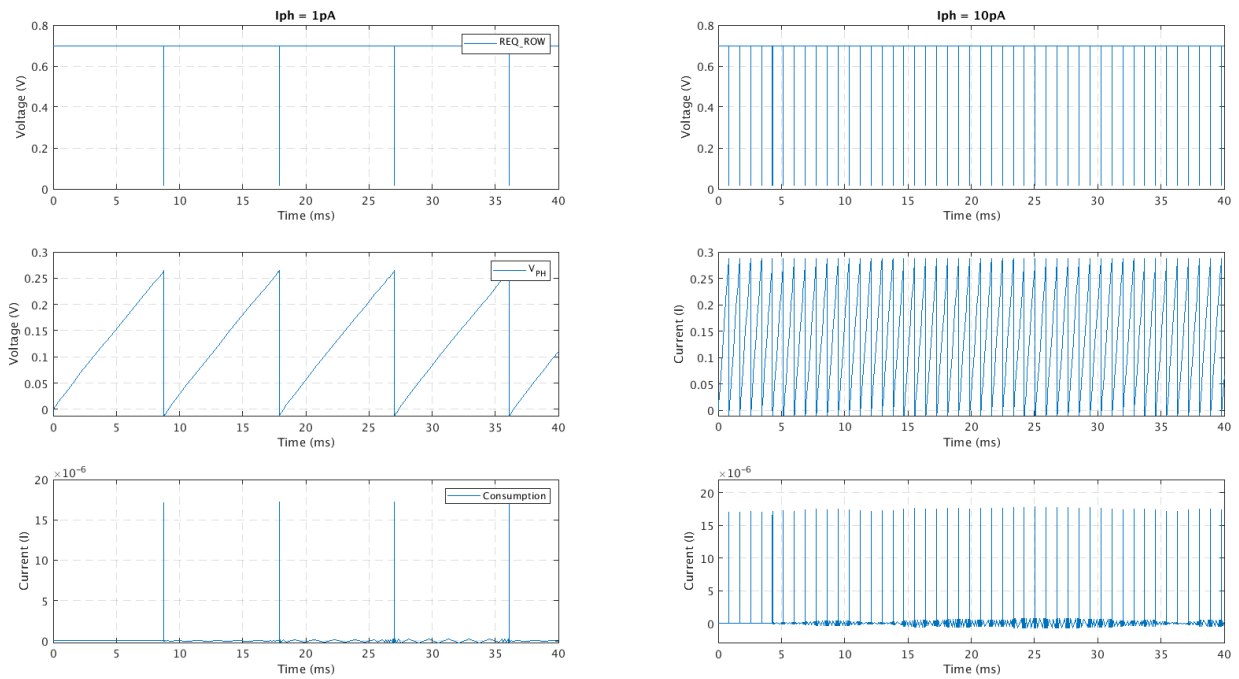


Fig. 3.28. Consumo del píxel octopus para dos casos de fotocorriente generada por el fotodiodo ( $V_{TH} = 0.25V$ ).

Adicionalmente, también se ha lanzado un análisis de consumo para los casos de máxima iluminación (consideramos  $I_{ph} > 100 \text{ pA}$ ) reduciendo la tensión de polarización del comparador  $V_{bias}$  hasta los 0.35 V y se ha obtenido un consumo base de 28 nA con picos de 20  $\mu\text{A}$  de amplitud, en el peor caso. Con estos resultados se puede concluir que la mejora de la respuesta del comparador implica un incremento de corriente, tal y como deducíamos. En modo *standby* se ha medido un consumo de potencia de 27.5 pA, ligeramente superior al tipo de sensor anterior.

Al igual que en los apartados anteriores, se ha validado la solución en las 4 esquinas de la tecnología UMC 0.18  $\mu\text{m}$  definidas en la Tabla 3. 2. En las siguientes gráficas se puede comprobar la respuesta de la salida REQ\_ROW y de la tensión del fotodiodo para cada esquina. En este caso, se han analizado los dos casos extremos de iluminación.

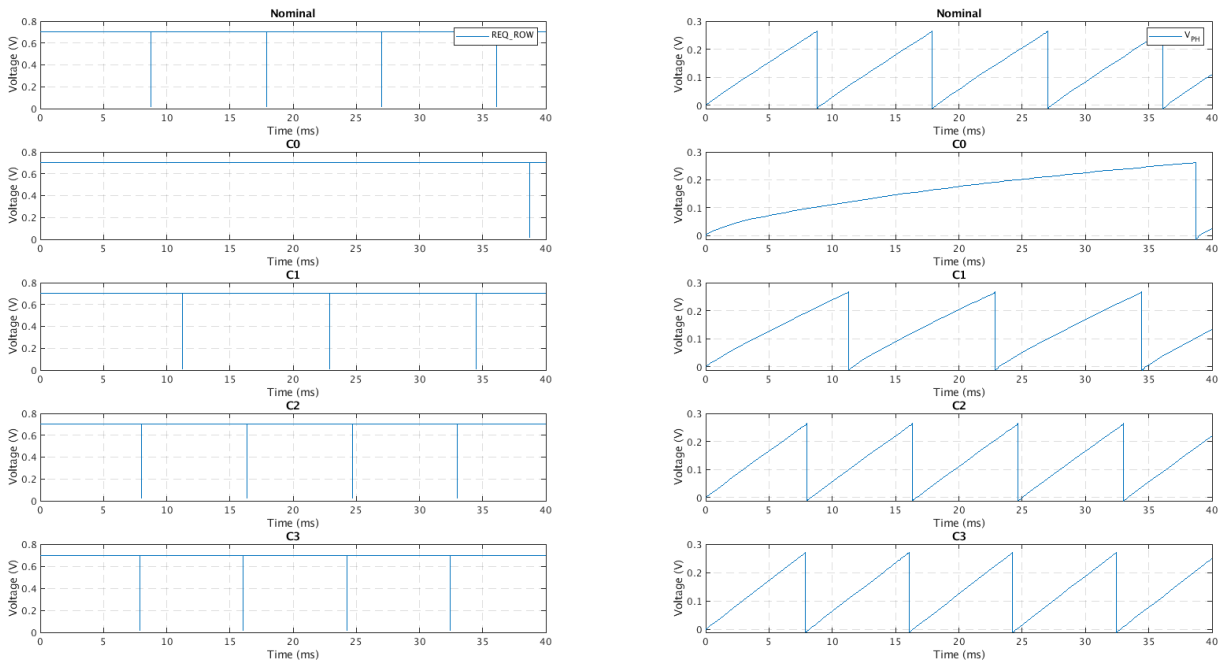


Fig. 3.29. Análisis temporal de las cuatro esquinas de la tecnología para una fotocorriente generada de 1 pA.

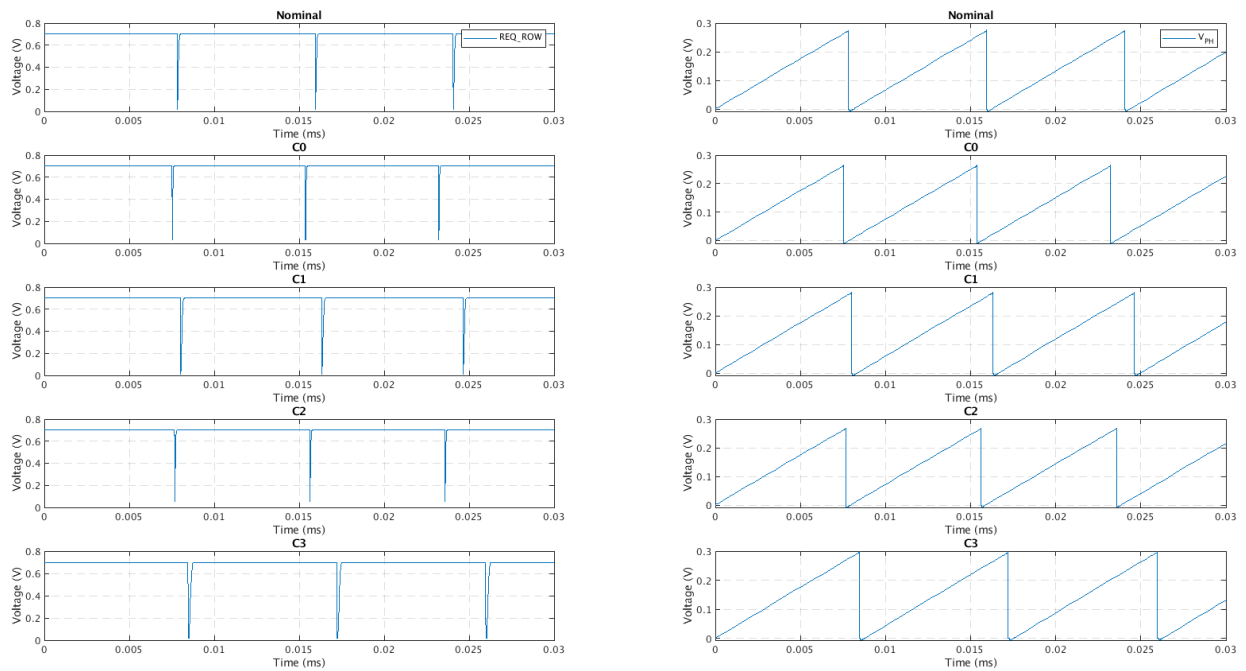


Fig. 3.30. Análisis temporal de las cuatro esquinas de la tecnología para una fotocorriente generada de 1 nA.

Con estos resultados se concluye que cuando la fotocorriente generada es pequeña, es decir, por debajo de los 50 pA, la peor respuesta se obtiene en la esquina C0 (la cual se corresponde con la configuración



*fast-fast*) y que obtenemos una frecuencia reducida de la señal de salida de sólo 25.65 Hz; en cambio, la mejor respuesta se obtiene en la esquina C3 (*slow-slow*) con una frecuencia de 122 Hz. Por otro lado, para fotocorrientes elevadas se observa como la peor respuesta ocurre en la esquina C3, con una frecuencia de 114 kHz respecto a la frecuencia nominal de 123 kHz; y la mejor en la esquina C0, llegando hasta los 127.5 kHz.

Hay que señalar que, a causa de las corrientes de fugas de los transistores que ofrece la tecnología UMC 0.18  $\mu\text{m}$ , se han contemplado varias opciones para el circuito de reset hasta llegar a la solución definitiva y también, se han tenido que realizar distintas simulaciones paramétricas para la encontrar la dimensión óptima del transistor de reset cuando trabajamos con fotocorrientes mínimas (por debajo de los 2 pA) para que así, fuera posible un correcto funcionamiento en todas las esquinas. Este contratiempo es debido a que las corrientes de fugas de los transistores empleados se igualan al valor mínimo de la fotocorriente generada y, por lo tanto, no es posible que el condensador parásito sea capaz de cargarse. La primera propuesta empleaba dos transistores en paralelo, uno controlado por la entrada externa *reset* y el otro, por la salida del comparador *spike*. Con esta solución fue inviable conseguir resultados óptimos en todos los escenarios. Un segundo intento fallido fue implementarlo con transistores de 3.3 V en vez de 1.8 V de la tecnología UMC 0.18  $\mu\text{m}$  debido a disponen de menor corrientes de fuga porque su óxido de puerta es más grueso. Después, se intentó aumentar la longitud del canal de los transistores y disminuir su anchura para que así fueran menos inductivos y con menor corrientes de fuga, tal y como muestra la ecuación (3.4). Tampoco fue una solución satisfactoria ya que, a su vez, se debía garantizar su funcionalidad de resetear la capacidad de integración desde el valor máximo posible, es decir, 550 mV en todas las esquinas. Finalmente, con el objetivo de reducir esas corrientes de fuga a la mitad, se añadió una puerta NOR con las dos señales de entrada que causan un reset del píxel y cuya salida controlaba la puerta de un único transistor de 1.8 V.

$$I_{leak} = I_s \frac{W}{L} e^{\frac{V_g - nV_s - V_T}{KT}} \quad (3.7)$$

Para terminar, también se ha ejecutado la simulación Monte Carlo para obtener la variabilidad de la frecuencia relativa teniendo en cuenta tanto las variaciones de *mismatch* como las de proceso de los transistores empleados en esta tecnología, tal y como hemos ido realizando con los otros casos. Variaciones entre píxeles en el tiempo de respuesta a un mismo estímulo, pueden ser más críticos en este caso. A partir de la Fig. 3.31 podemos calcular la sigma relativa de  $\sigma_r = \frac{3.694 \text{ kHz}}{123.121 \text{ kHz}} = 0.03$  cuando la fotocorriente es de 1 nA. Por otro lado, con una fotocorriente mínima de 1 pA, obtenemos una sigma relativa de  $\sigma_r = \frac{12.664 \text{ Hz}}{107.785 \text{ Hz}} = 0.1175$ , todos ellos valores dentro de las especificaciones.

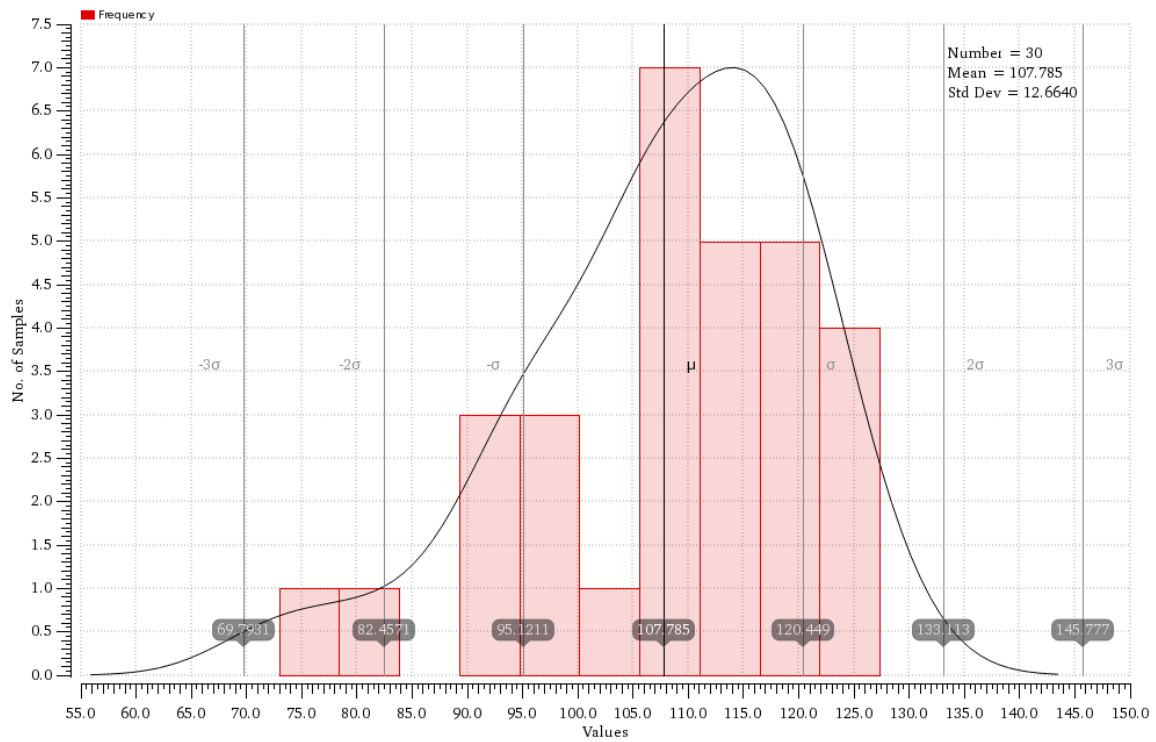


Fig. 3.31. Análisis Monte Carlo para una fotocorriente generada de 1 pA.

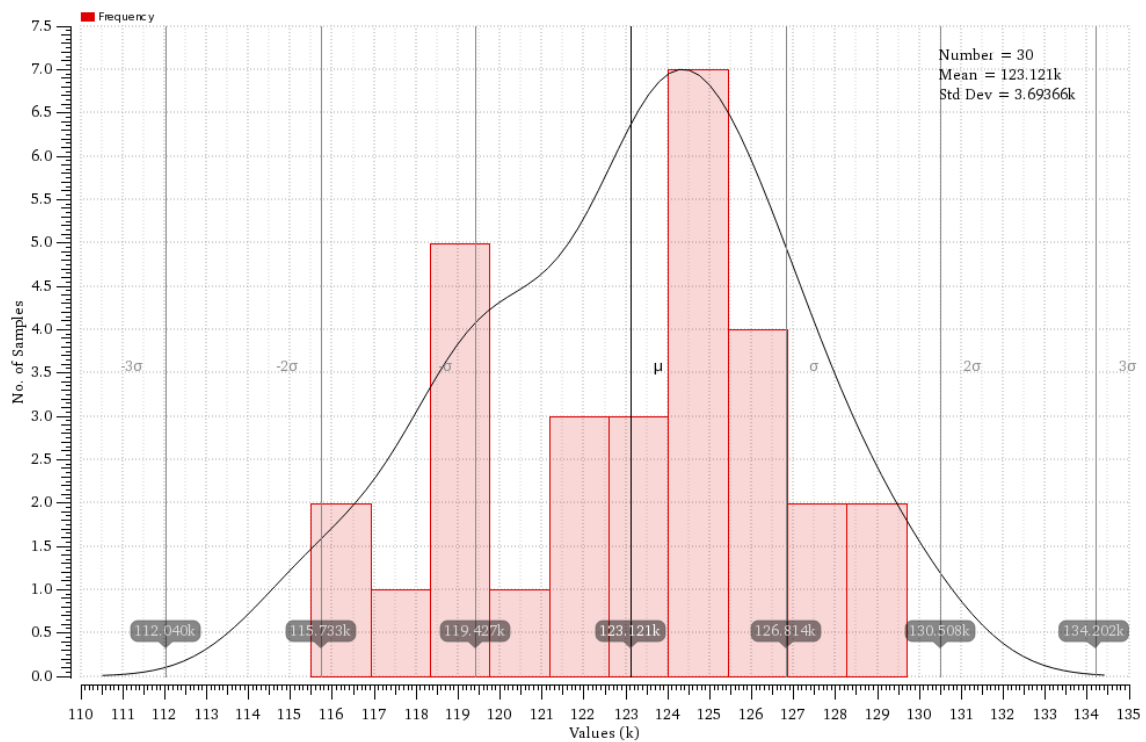


Fig. 3.32. Análisis Monte Carlo para una fotocorriente generada de 1 nA.

### 3.2.4 Píxel híbrido

Como último punto, se ha diseñado el sensor híbrido integrando los dos tipos de funcionamiento descritos anteriormente y, por lo tanto, tiene la capacidad de operar como un sensor continuo o uno de tipo octopus según la finalidad requerida. Para ello, tal y como se puede observar en el esquemático correspondiente de la Fig. 3.33, se ha añadido una lógica de selección de modo mediante dos puertas AND que son complementarias y que dependen de un bit de selección identificado como *mode*: si éste está a nivel lógico alto emplearemos el modo continuo mientras que, por el contrario, con un nivel bajo seleccionaremos el modo octopus.

Por otro lado, se ha intentado reaprovechar el máximo número de componentes con el fin de obtener un diseño compacto en cuanto a dimensiones físicas. Por lo tanto, se comparte un único comparador, un transistor de reset y también los transistores de pull-up. En este caso, se han podido eliminar los dos inversores en serie que se añadieron en la salida del comparador del píxel de tipo octopus, debido a que la puerta lógica AND ya añade el pequeño retraso necesario para una correcta operación en este modo.

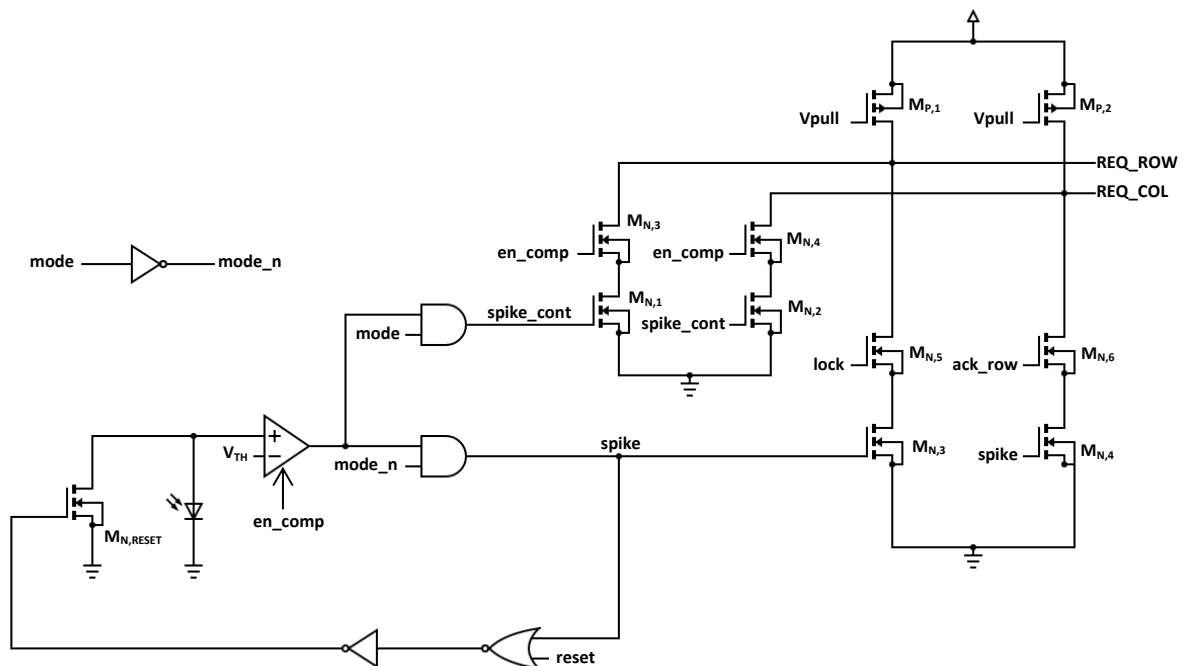


Fig. 3.33. Esquemático del píxel híbrido. Dimensiones de los transistores (W/L,  $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ ):  $M_{N,1,2,3,4,5,6,7,8} = 3/0.2$ ;  $M_{P,1,2} = 0.8/0.2$ ;  $M_{N,RESET} = 0.46/0.45$ . Todas las puertas lógicas se han implementado con transistores de tamaño mínimo.

En la Fig. 3.34 se han representado todas las señales implicadas después de ejecutar una simulación temporal para el caso en que disponemos de una fotocorriente mínima de 1 pA, la tensión del terminal negativo del comparador se ha fijado a 0.25 V y su tensión de polarización a 0.55 V.

Al principio de la simulación, el sensor opera en modo continuo ya que la señal *mode* tiene un nivel

lógico alto y consecuentemente, se observa como la tensión del fotodiodo va creciendo hasta que activamos la señal *reset* para reiniciar su operación, simulando que se ha finalizado el cómputo del centroide. Mientras, en la última gráfica se observa como la señal de salida *REQ\_ROW* se activa (por nivel bajo) justo cuando la tensión del fotodiodo ha superado la tensión umbral de 0.25 V y se mantiene a nivel bajo hasta activar la señal *reset*. Seguidamente, a partir de los 25 ms, se cambia el modo de operación para seleccionar el de tipo octopus, observando un cambio en el comportamiento de la señal de salida y del fotodiodo ya que aparecen el tren de pulsos en ambas señales. Posteriormente, volvemos a realizar dos cambios de modo de operación para observar de nuevo su comportamiento, con la única diferencia que en el último caso no forzamos el reinicio de la operación mediante la señal *reset* y, por lo tanto, vemos como la señal del fotodiodo crece y la señal de salida se mantiene a nivel bajo hasta que se vuelve a operar en modo octopus.

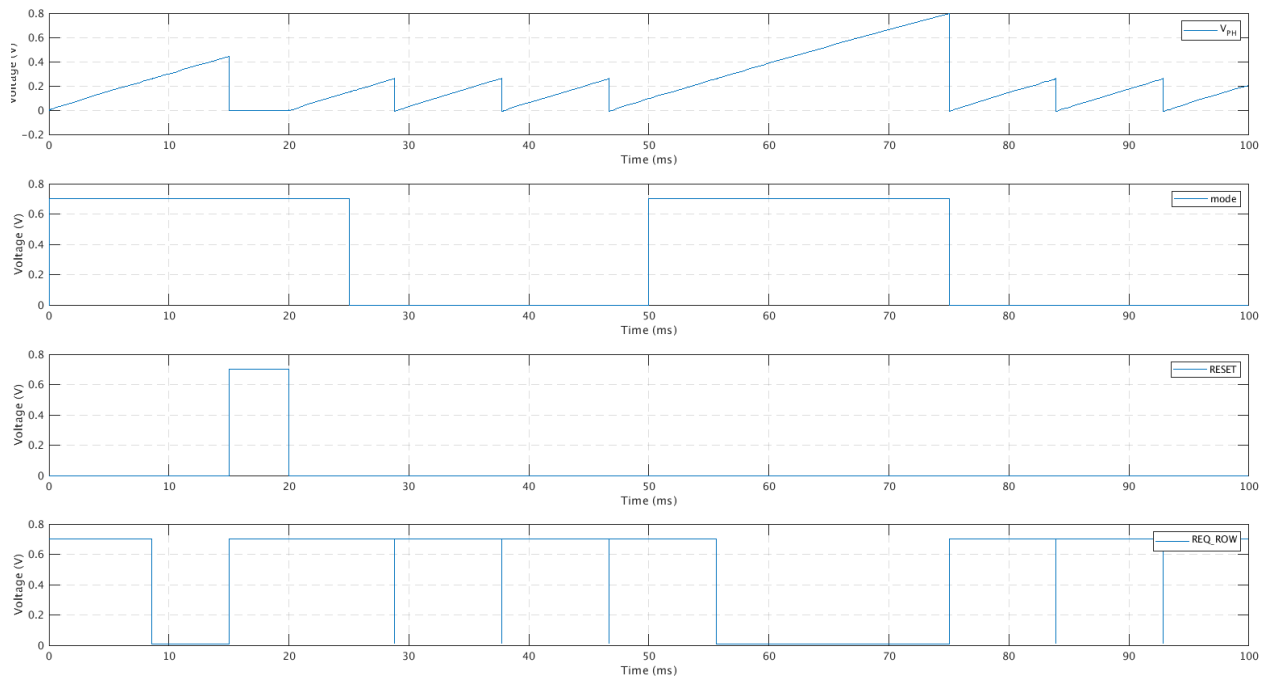


Fig. 3.34. Respuesta temporal del píxel híbrido donde se observan los dos tipos de operación: modo continuo y octopus.

Los consumos medidos en el píxel híbrido han sido muy similares a los del píxel continuo y octopus independientes que se han explicado en los apartados previos. La Tabla 3. 3 muestra un resumen de los consumos obtenidos en los distintos casos y para diferentes estados de funcionamiento.

Tabla 3. 3. Resumen con los principales consumos de cada circuito implementado.

	Consumo <i>standby</i>	Consumo estático	Consumo dinámico (peak)
<b>Comparador</b>	9 pA	160 pA	825 nA
<b>Píxel Continuo</b>	18 pA	170 pA	12 $\mu$ A
<b>Píxel Octopus</b>	27.5 pA	0.5 nA ( $V_{BIAS} = 0.55$ V) 28 nA ( $V_{BIAS} = 0.35$ V)	20 $\mu$ A
<b>Píxel Híbrido</b>	52 pA	Modo continuo: 170 pA  Modo octopus: 0.5 nA ( $V_{BIAS} = 0.55$ V) 35 nA ( $V_{BIAS} = 0.35$ V)	Modo continuo: 12 $\mu$ A  Modo octopus: 17 $\mu$ A

Elaborando el análisis de las cuatro esquinas se han verificado unos resultados satisfactorios en todas ellas. En las siguientes gráficas se observan las desviaciones en los retrasos que se introducen en cada esquina analizada respecto al caso nominal mostrado en la Fig. 3.35.

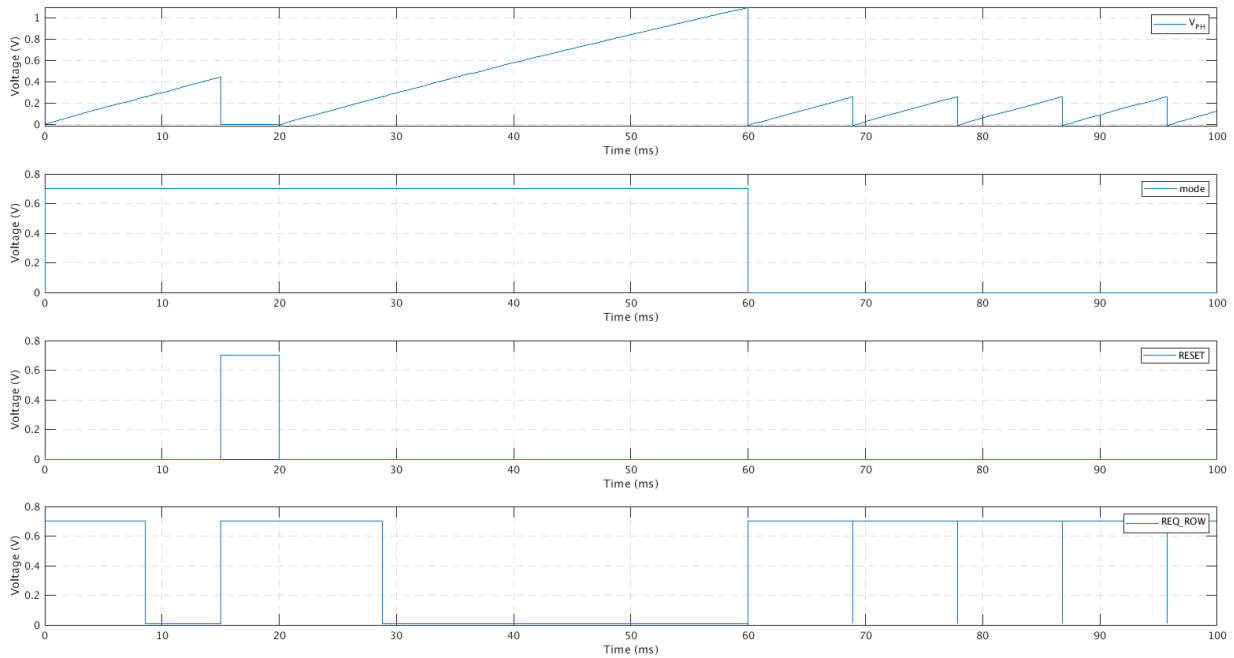


Fig. 3.35. Respuesta temporal del píxel híbrido para el caso nominal.

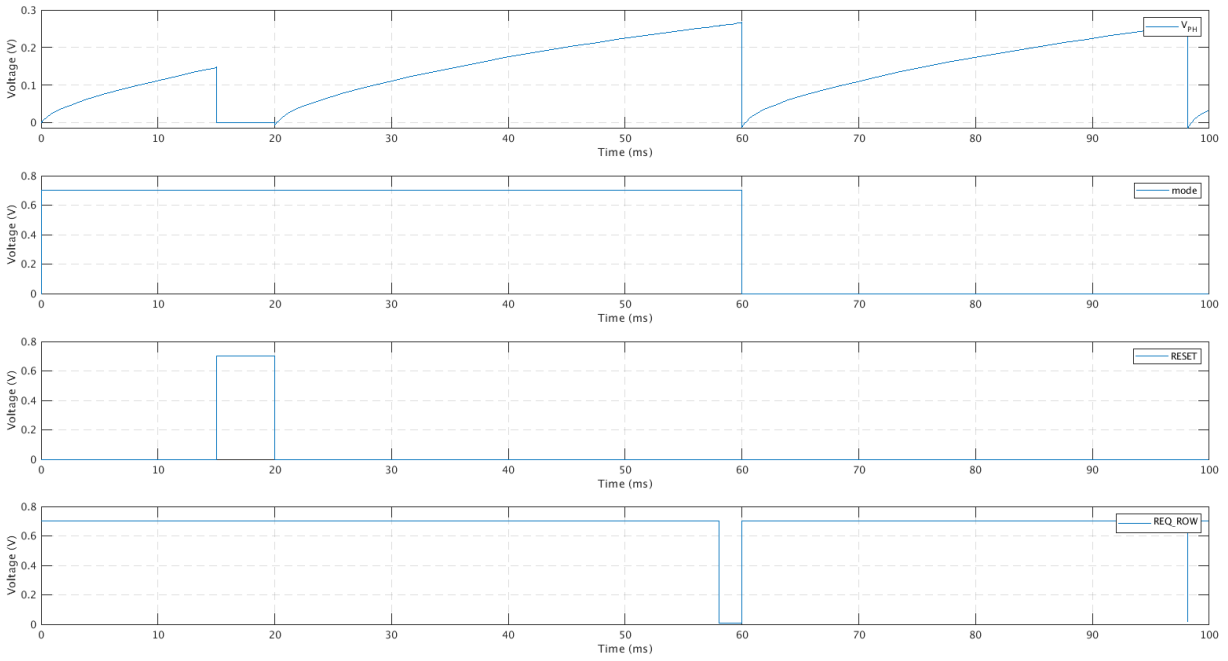


Fig. 3.36. Respuesta temporal del píxel híbrido para la esquina C0 (fast-fast) con una fotocorriente de 1 pA.

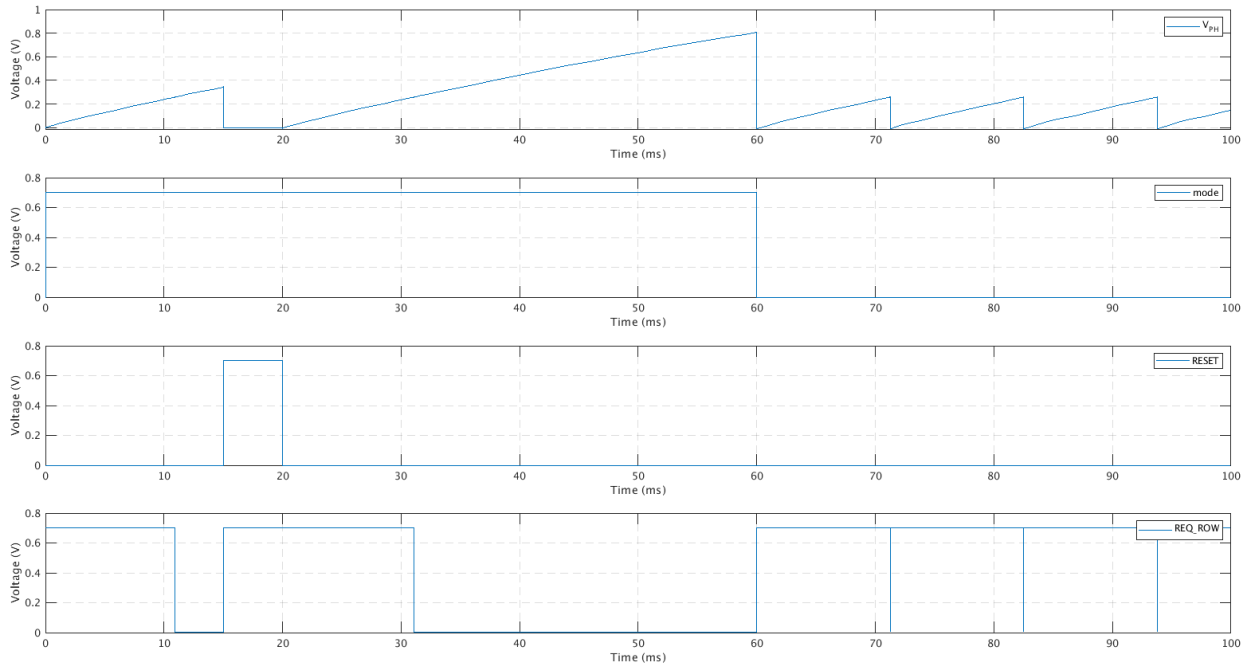


Fig. 3.37. Respuesta temporal del píxel híbrido para el caso C1 (fn-sp) con una fotocorriente de 1 pA.

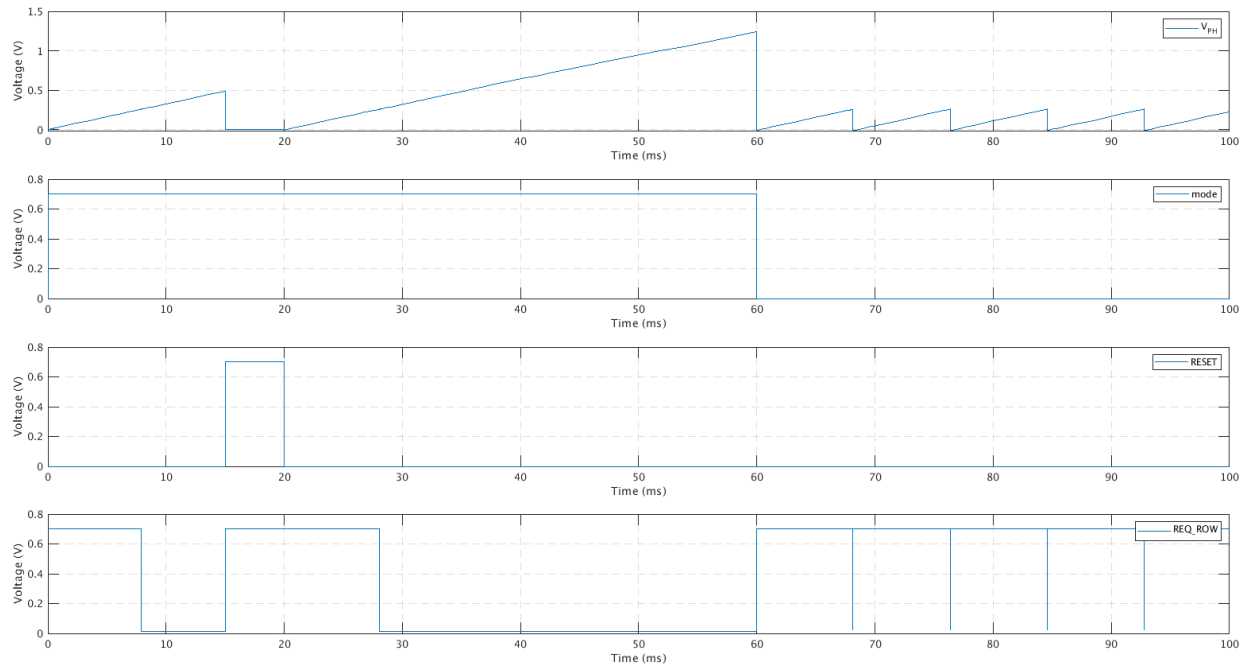


Fig. 3.38. Respuesta temporal del píxel híbrido para el caso C2 (sn-fp) con una fotocorriente de 1 pA.

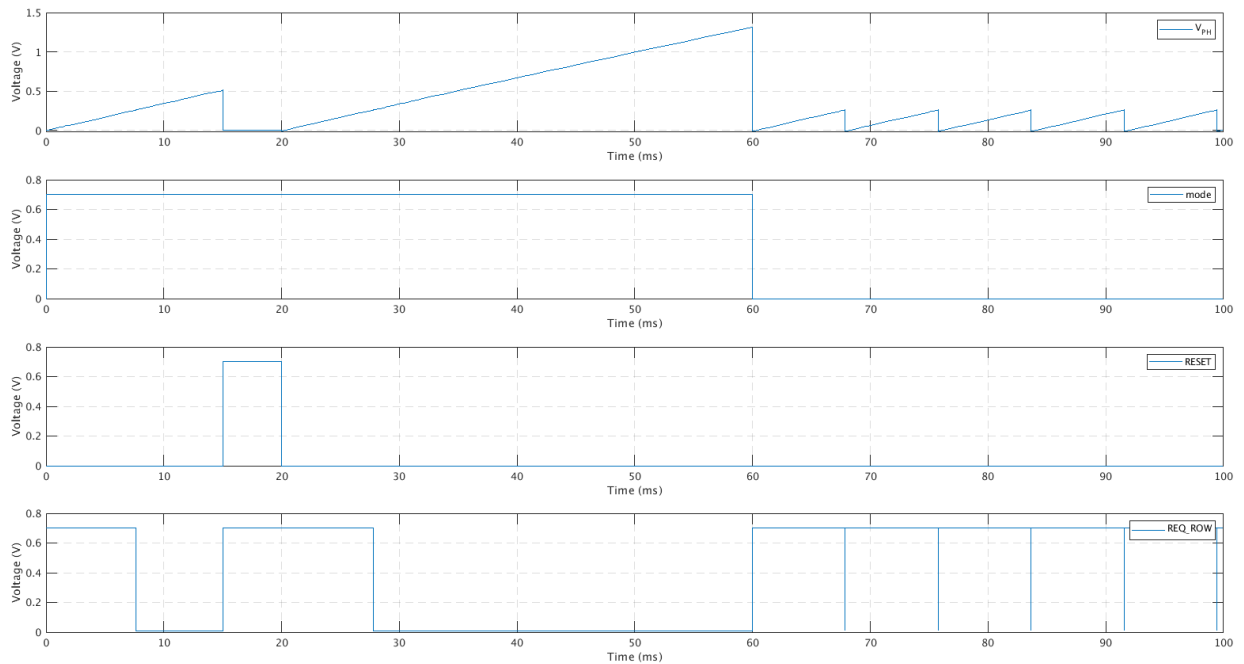


Fig. 3.39. Respuesta temporal del píxel híbrido para el caso C3 (slow-slow) con una fotocorriente de 1 pA.

Para concluir las verificaciones, al igual que en los análisis de los apartados anteriores, se ha realizado la simulación Monte Carlo para así calcular la desviación relativa de la frecuencia y el retraso temporal de las señales de petición de salida.

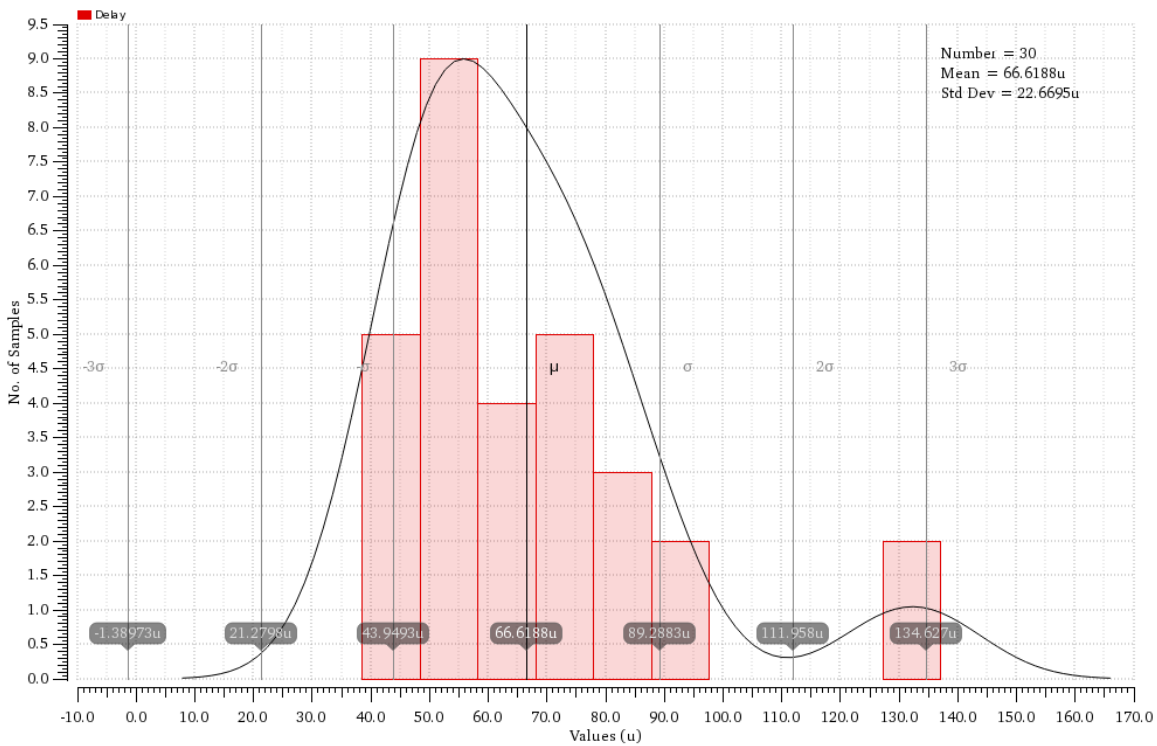


Fig. 3.40. Análisis Monte Carlo de la respuesta del píxel híbrido en modo continuo.

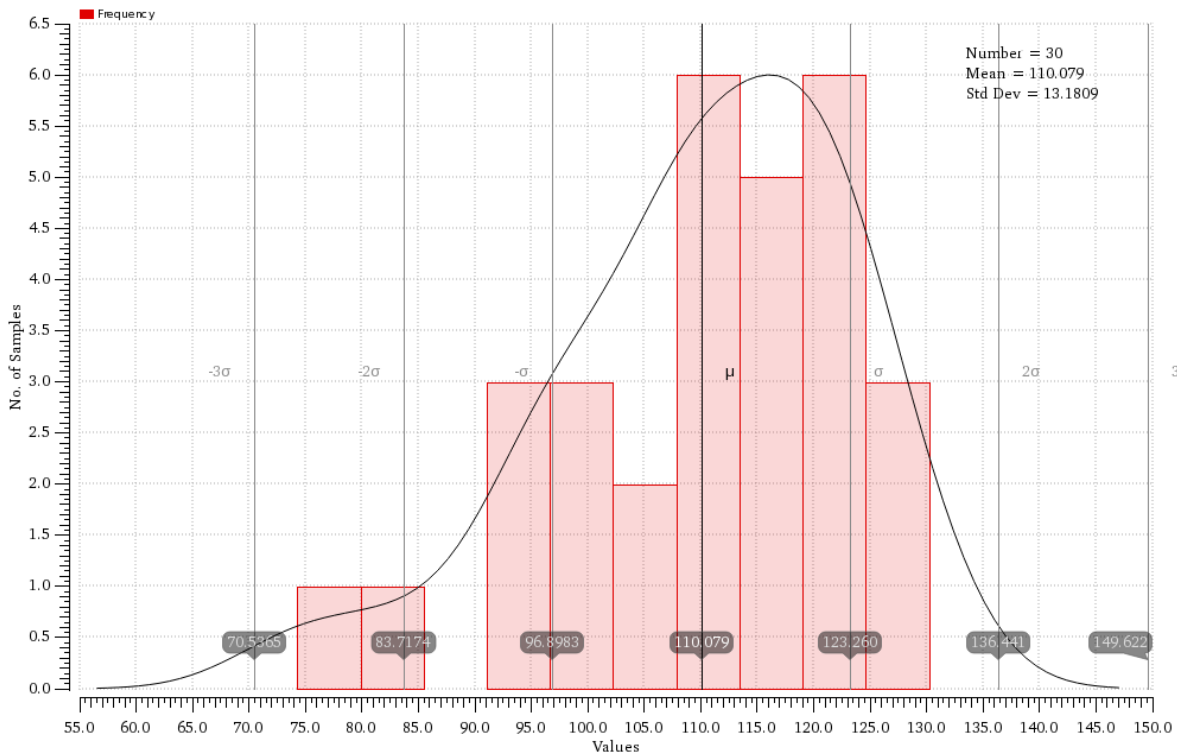


Fig. 3.41. Análisis Monte Carlo del píxel híbrido en modo octopus para una fotocorriente generada de 1 pA.



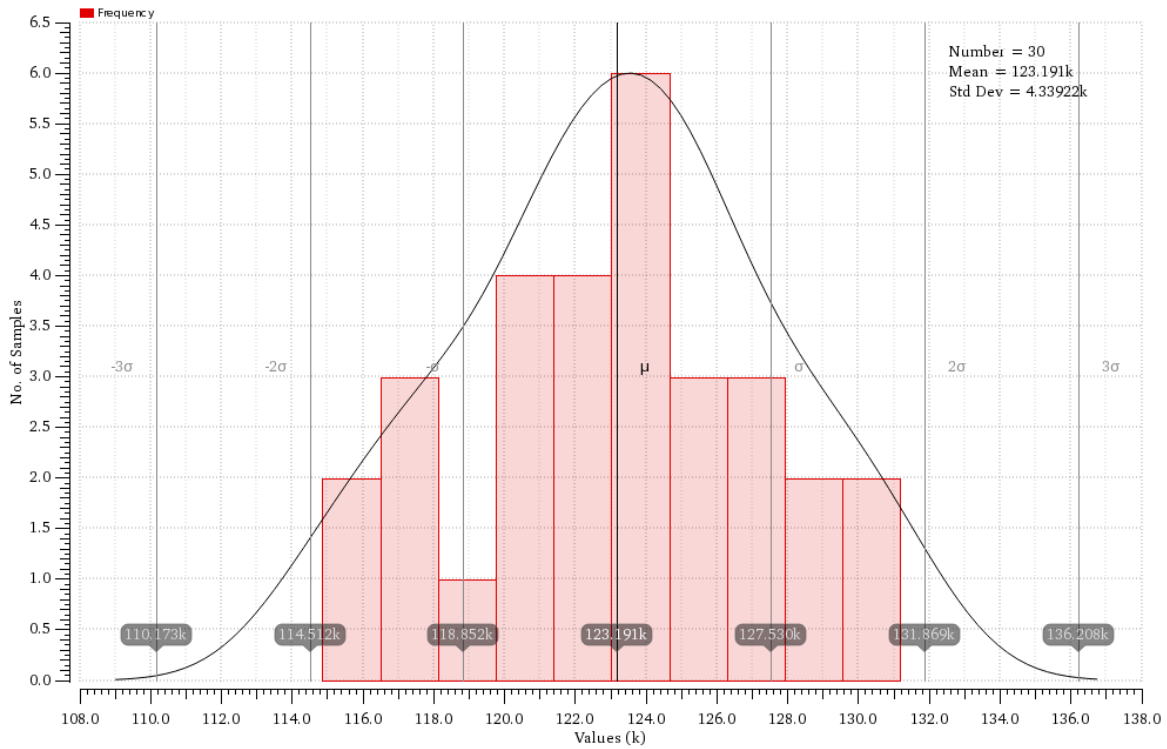


Fig. 3.42. Análisis Monte Carlo del píxel híbrido en modo octopus para una fotocorriente generada de 1 nA.

A partir de los datos anteriores podemos extraer la sigma relativa de  $\sigma_r = \frac{4.339 \text{ kHz}}{123.191 \text{ kHz}} = 0.035$  cuando la fotocorriente es de 1 nA. Por otro lado, con una fotocorriente mínima de 1 pA, obtenemos una sigma relativa de  $\sigma_r = \frac{13.181 \text{ Hz}}{110.079 \text{ Hz}} = 0.1197$ . Operando en modo continuo, se obtiene una sigma relativa de la velocidad de respuesta de  $\sigma_r = \frac{22.67 \mu\text{s}}{66.62 \mu\text{s}} = 0.34$ . Estos resultados son similares a los obtenidos en las implementaciones independientes de los primeros apartados y, por lo tanto, la integración final de todos los bloques en el píxel híbrido no ha supuesto una degradación de estos parámetros.



## 4. Implementación física y layout

En este capítulo se incluye toda la explicación referente a la implementación física del diseño del píxel híbrido propuesto en el apartado anterior y cuyos bloques principales son el comparador, el fotodiodo, la lógica de cada tipo de operación (modo continuo y octopus) y la lógica de las señales de petición de salida del píxel. Durante el capítulo, se mencionan ciertas restricciones y consideraciones que se han tenido en cuenta para el diseño del layout del píxel híbrido, así como las dimensiones finales que se han conseguido. Inicialmente se comenta el rutado del comparador y del fotodiodo ya que son dos componentes importantes de nuestro diseño; seguidamente, se muestra el layout final del píxel híbrido completo, identificando las partes principales del esquemático desarrolladas en los apartados anteriores y, para concluir, se muestra como formar una matriz de píxeles de una determinada dimensión.

### 4.1 LAYOUT DEL COMPARADOR

Para reducir problemas inducidos por variaciones geométricas y de gradientes en los transistores de un mismo comparador, se ha intentado, dentro de lo posible, realizar un layout simétrico y aplicar la técnica de centroide común en la parte diferencial del circuito, tal y como se puede observar en la parte superior de la Fig. 4.1. Se tratan de los transistores pMOS diferenciales cuyas puertas se corresponden con el terminal positivo y negativo del comparador, es decir, a los cuales se le conectan directamente la tensión del fotodiodo,  $V_{ph}$ , y la tensión de threshold,  $V_{th}$ , respectivamente.

Sin embargo, emplear la técnica de centroide común en todo el conjunto del píxel híbrido penalizaría en gran magnitud al área total del chip y, por ende, sólo se ha implementado en esta parte crítica del diseño. Normalmente, en el caso de los píxeles, las restricciones de área son tan severas que esta técnica se suele sacrificar a cambio de obtener un diseño más compacto. El comparador solo utiliza las dos primeras capas de metal, ya que el resto de las capas se utilizaron para rutar el resto de las señales tanto horizontal como verticalmente, concretamente de manera complementaria entre capas con el fin de facilitar el trazado completo.

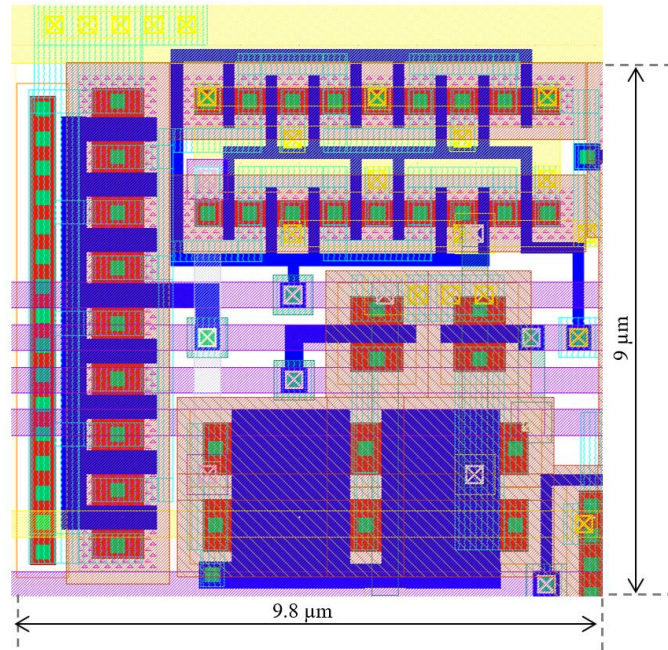


Fig. 4.1. Layout del comparador.

## 4.2 LAYOUT DEL FOTODIODO

En la Fig. 4.2a se puede observar el layout inicial del fotodiodo del cual se ha partido, cuyo tamaño es de  $11 \mu\text{m} \times 9.67 \mu\text{m}$ , lo que supone un área activa de  $106,4 \mu\text{m}^2$ . En nuestro caso, éste se ha adaptado al espacio libre en una de las esquinas del píxel para aprovechar la posterior integración mediante un clúster de 4 píxeles híbridos, que será el bloque básico que formará la matriz de píxeles necesaria. Por ello, tal y como ilustra la Fig. 4.2b, ha quedado con forma rectangular. Las dimensiones totales conseguidas del fotodiodo han sido de  $13.7 \mu\text{m} \times 6.9 \mu\text{m}$ , que supone un área activa de  $94,53 \mu\text{m}^2$ . Las esquinas del fotodiodo se han recortado para evitar que se creen grandes campos eléctricos en dichas zonas y deterioren su funcionamiento. Es importante recordar que en un proceso de fabricación CMOS, la zona activa sufre un proceso de *salicide* (*self-aligned silicide*), en el que reacciona con una delgada capa de metal para aumentar su conductividad. Esto supone añadir una capa con cierto grado de opacidad que causaría la degradación del fotodiodo como elemento de sensado, por lo que resulta necesario añadir la capa corriente para indicar al fabricante que no se desea añadir dicha capa, además de indicar que no se deben añadir trazas de metal que obstaculicen el paso de la luz.

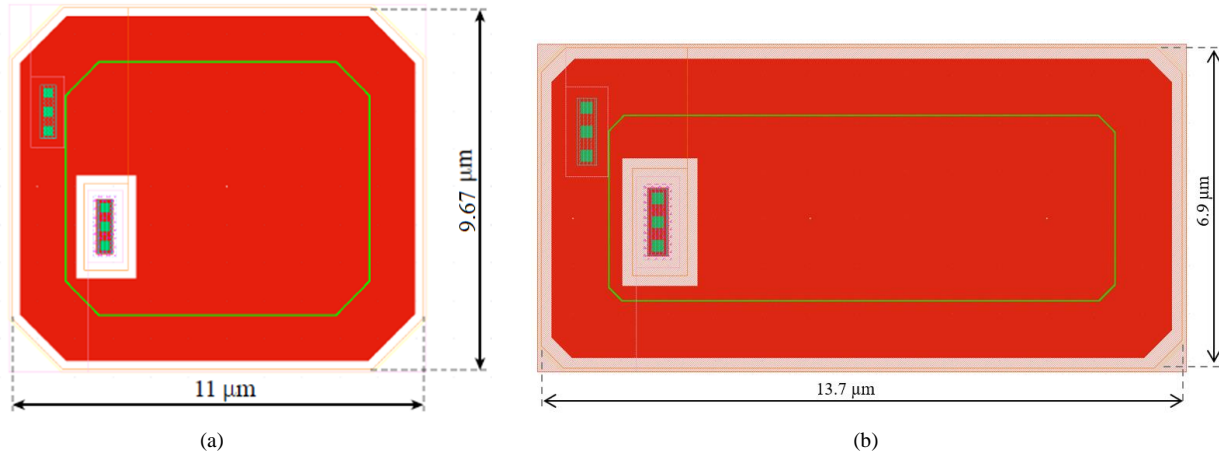


Fig. 4.2. (a) Layout del fotodiodo base. (b) Layout del fotodiodo adaptado al píxel híbrido.

### 4.3 LAYOUT DEL PÍXEL HÍBRIDO

El layout completo del píxel híbrido se puede observar en la Fig. 4.3a, mientras que los distintos bloques que lo forman se han representado en la Fig. 4.3b. El píxel es completamente cuadrado, es decir, presenta el mismo pitch vertical y horizontal (lo que facilitaría la implementación física de la circuitería de la periferia) igual a  $18 \mu\text{m}$ , lo que supone un Fill Factor,  $FF$ , del 29.18 %. Para reducir el pitch de dicho sensor se ha compartido el pozo N (que rodea al píxel en forma de C girada  $90^\circ$ ) y los contactos a pozo.

A pesar de presentar un diseño compacto, es importante destacar que los transistores encargados de realizar las peticiones, colocados en la parte central del layout tal y como se identifica en la Fig. 4.3b, deben presentar una relación de aspecto lo suficientemente grande para poder descargar la capacidad parásita de las líneas de petición (las cuales crecen con el número de píxeles) con un nivel de inversión tan bajo. Éstos se suelen sobredimensionar un poco ya que de esta manera se obtiene un grado de flexibilidad al ser compatibles con la interconexión de diferentes tamaños de *arrays* de píxeles, sin la necesidad de cambiar el layout. Ya que aumentar el ancho del transistor también supone el aumento de la capacidad parásita del drenador y por cada línea de petición hay dos transistores en serie, una buena práctica consiste en colocar el transistor que actúa como switch (los conectados a *lock* y a *ack\_row*) en la parte superior, para minimizar la capacidad de la línea.

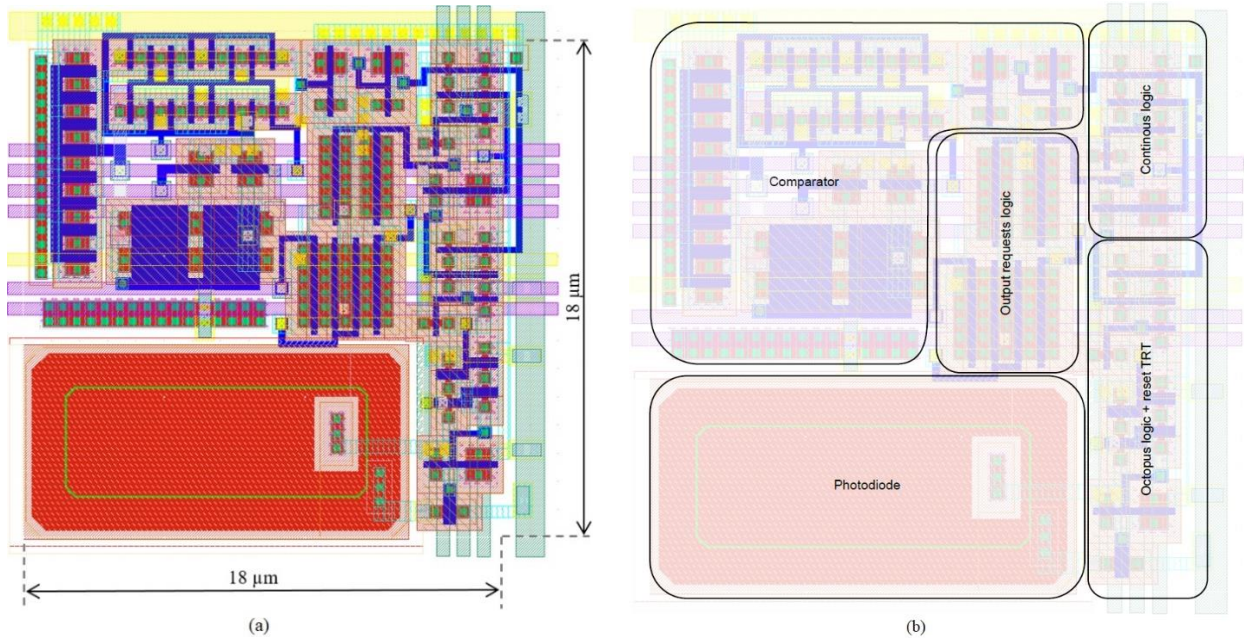


Fig. 4.3. (a) Layout del píxel híbrido. (b) Identificación de los bloques principales que forman el píxel.

Es interesante comentar que los transistores de pull-up de las líneas de petición, correspondientes a  $MP_1$  y  $MP_2$  del esquemático de la Fig. 3.33, no se han incluido en el layout del píxel independiente ya que como pueden ser compartidos por todos los píxeles de una misma fila o columna, es más eficiente incluirlos en el layout de la matriz de píxeles. También cabe comentar que el fotodiodo se ha aislado completamente, es decir, no se han trazado metales por encima en ninguna capa porque no dejan pasar la luz y lo apantallan.

Aprovechando esta estructura geométrica del píxel híbrido podemos formar un clúster de 4x4 píxeles conectados de forma que se aprovechen tanto los pozos N como las alimentaciones y las señales de control compartidas por todos los píxeles, tal y como se muestra en la Fig. 4.4.



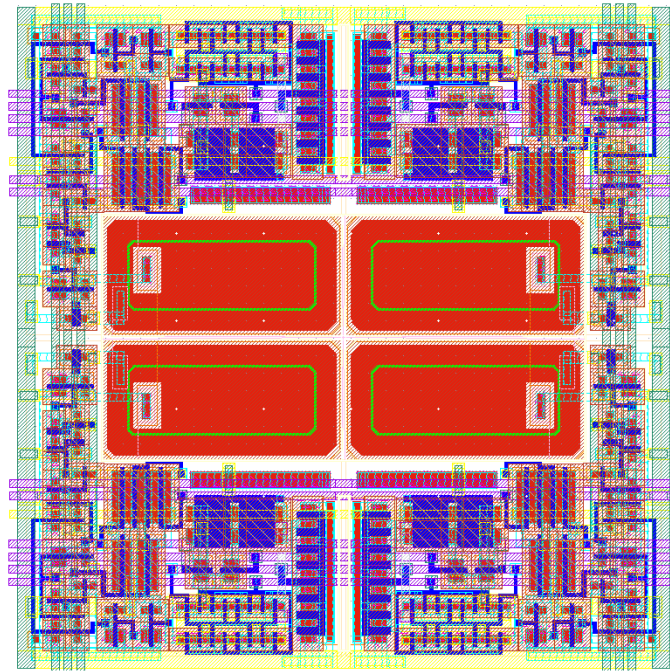


Fig. 4.4. Clúster de 4x4 píxeles híbridos.

A partir de aquí, por ejemplo, podemos crear fácilmente una matriz de dimensión típica de 128x128 píxeles para un sensor solar replicando el clúster con 32 filas y 32 columnas (véase la Fig. 4.5) y en la que faltaría añadir la circuitería correspondiente con la periferia para ser compatible con el protocolo AER.

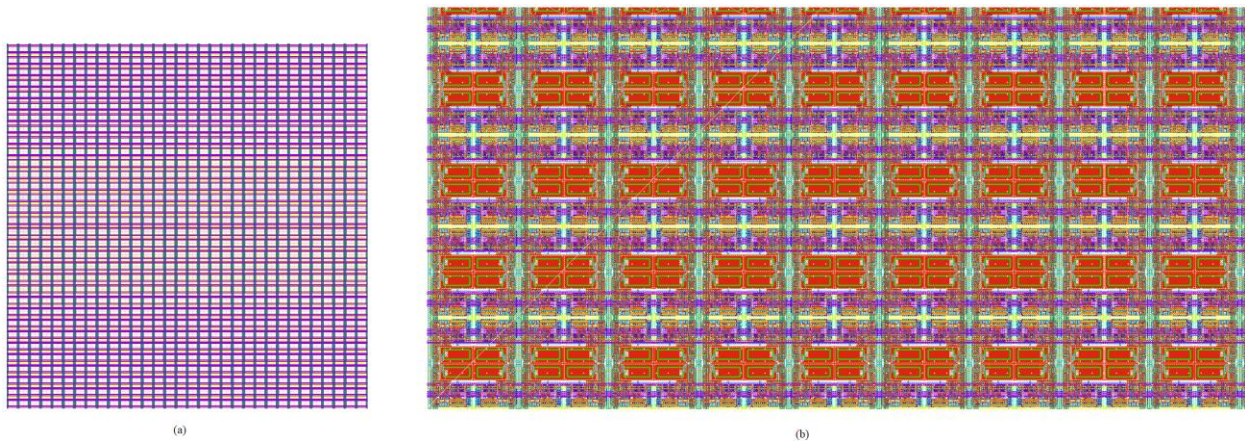


Fig. 4.5. (a) Matriz de 128 x 128 píxeles híbridos. (b) Zoom de la matriz de píxeles para observar la conexión en cascada de los clústers de 4x4.





## 5. Conclusiones y trabajo futuro

A lo largo de este trabajo se han introducido los diferentes tipos de sensores solares que existen en la actualidad mostrando sus ventajas e inconvenientes. Por otro lado, se ha revisado el estado del arte de los últimos sensores solares diseñados por el equipo de investigación TIC-179 de la Universidad de Sevilla y se ha observado como cada uno implementaba una serie de ventajas que se habían explotado hasta la fecha y que ofrecían ciertas prestaciones mejoradas.

El objetivo principal del estudio se ha centrado en la integración de ambos tipos de sensores anteriores en uno solo de forma compactada, además de tener en cuenta y añadir las estrategias y mejoras que explotaba cada uno de ellos hasta la fecha. Por ejemplo, se ha incluido y verificado el uso de los fotodiodos operando como celda solar para reducir el consumo de potencia de la matriz de píxeles, el diseño de la lógica del modo octopus está basado en el protocolo AER para conseguir una operación asíncrona y así reducir el consumo y la latencia, también se han incluido algunas optimizaciones como la reducción de la tensión de alimentación del píxel de 1.8 V hasta los 0.7 V y la reducción de las dimensiones de algunos transistores. Durante la realización de este estudio se ha recorrido el flujo completo del diseño analógico, empezando por la simulación del primer bloque clave del sensor (el comparador), pasando por el diseño independiente de cada tipo de píxel y finalmente, implementando el sensor híbrido completo con la integración de todos los bloques en un mismo dispositivo. Además, se han ido descubriendo algunas limitaciones del diseño del píxel octopus relacionadas con las corrientes de fuga de los transistores.

El consumo estimado del sensor es prácticamente un orden de magnitud inferior a otros sensores propuestos en la literatura. Además, el píxel diseñado no presenta gran complejidad arquitectural y su tamaño compacto de  $18\ \mu\text{m} \times 18\ \mu\text{m}$  lo sitúan cercano al estado del arte en el mundo de los sensores solares asíncronos, los cuales pueden presentar mejores prestaciones, pero no disponen de esa flexibilidad de elección del modo de operación.

Para concluir, se plantean algunas tareas futuras para abordar y mejorar el diseño del píxel híbrido propuesto:

- Completar el diseño del sensor, incluyendo su circuitería periférica de lectura para ambos modos de funcionamiento y la caracterización experimental del mismo.
- Realizar un diseño con mejoras a nivel de circuitería de lectura de los píxeles para hacerlo más robusto frente a radiación. A nivel de layout, optimizar el diseño del fotodiodo poniendo dos fotodiodos apilados en paralelo, en lugar de uno solo (aumenta la sensibilidad espectral y la fotocorriente).
- Realizar un diseño *radhard* de píxel para hacerlo robusto a la radiación. Ello implica un layout dedicado.



# Bibliografía

- [1] R. Gomez-Merchán, D. Palomeque-Mangut, J. A. Leñero-Bardallo, M. Delgado- Restituto, and A. Rodríguez-Vazquez, "A comparative study of stacked-diode configurations operating in the photovoltaic region," *IEEE Sensors Journal*, vol. 20, no.16, pp. 9105–9113, 2020.
- [2] J.A. Leñero-Bardallo, L. Farian, J.M Guerro-Rodríguez, R. Carmona-Galán, A. Rodríguez-Vázquez. "Sun Sensor Based on a Luminance Spiking Pixel Array". *IEEE Sensors Journal*, vol 17, no. 20, pp. 6578-6588, Oct. 2017.
- [3] Philipp Häfliger J. A. Leñero-Bardallo, "Neuromorphic Communication: the AER Protocol", *Neuromorphic Electronics*, 2012.
- [4] Rubén Gómez-Merchán, María López-Carmona, Juan Antonio Leñero-Bardallo, and Ángel Rodríguez-Vázquez, Fellow, IEEE, "A very low-latency sun sensor for attitude control with solar cells and on-chip centroid computation" (draft).
- [5] R. Gomez-Merchan, M. López-Carmona, J. A. Leñero-Bardallo and Á. Rodríguez-Vázquez, "A high-speed low-power sun sensor with solar cells and continuous operation," *ESSCIRC 2021 - IEEE 47th European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC)*, 2021, pp. 147-150, doi: 10.1109/ESSCIRC53450.2021.9567846.
- [6] Euroconsult report about sun sensors, available at [https://www.euroconsultec.com/6\\_August\\_2018/](https://www.euroconsultec.com/6_August_2018/).
- [7] N. Xie and A. J. P. Theuwissen, "A miniaturized micro-digital sun sensor by means of low-power low-noise CMOS imager", *IEEE Sensors Journal*, vol. 14, no. 1, pp. 96–103, Jan 2014.
- [8] E. Canuto et al, *Spacecraft Dynamics and Control a Practical Engineering Approach*. Elsevier, 2018.
- [9] Y. W. Jan and J. C. Chiou, "Attitude control system for ROCSAT-3 microsatellite: A conceptual design," *Acta Astronautica*, vol. 56, pp. 439–452, 2005.
- [10] M. M. Birnbaum, "Spacecraft attitude control using star field trackers," *Acta Astronautica*, vol. 39, pp. 763–773, 1996.
- [11] J.R. Wertz. *Spacecraft Attitude Determination and Control*. Springer, 1978.
- [12] N. Venkateswaren et al., "Precision pointing of imaging spacecraft using gyro-based attitude reference with horizon sensor updates", *Sadhana*, vol. 29, part 2, pp. 189-203, Apr. 2004.
- [13] V. Pisacane, *Fundamental of Space Systems*, 2nd ed., Oxford: OUP, p. 258, 2005, ISBN: 0195162056.
- [14] M. Díaz-Michelena, "Small Magnetic Sensors for Space Applications", *Sensors (Basel)*, 9(4), 2271–2288, Mar. 2009.

- [15] N. Xie, A. J. P. Theuwissen, B. Büttgen, H. Hakkesteegt, H. Jasen and J. Leijters, "Micro-Digital Sun Sensor: An imaging sensor for space applications", 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2010, pp. 3362-3365.
- [16] C. Liebe et al., "Micro Sun Sensor", Proceeding of IEEE 2002 Aerospace conference, Big Sky, MT, USA, pp. 2263-2273, March 2002.
- [17] F. Boldrini, E. Monnini, D. Procopio, B. Alison, W. Ogiers, M. Innocent, A. Pritchard, and S. Airey, "Attitude sensors on a chip: Feasibility study and breadboarding activities," in Proceedings of 32nd Annual AAS Guided Control Conference, February 2009, pp. 1197–1216.
- [18] P. Fortescue, Spacecraft Systems Engineering, Wiley 2011.
- [19] Philipp Häfliger J. A. Leñero-Bardallo, "Photoreceptors in CMOS Technology", Neuromorphic Electronics, 2012.
- [20] R. F. Pierret, Semiconductor device fundamentals. Addison-Wesley Publishing Company, 1996.
- [21] U. k. Mishra and J. Singh, Semiconductor device physics and design. Dordrecht, The Netherlands: Springer, 2008.
- [22] S. Nihtianov, A. Luque, Smart Sensors and MEMS: Intelligent Devices and Microsystems for Industrial Applications, Woodhead Publishing, 2014.
- [23] Pablo Ortega, Gema López-Rodríguez, Jordi Ricart, Manuel Domínguez, Luis M. Castañer, José M. Quero, Cristina L. Tarrida, Juan García, Manuel Reina, Ana Gras, and Manuel Angulo, "A Miniaturized Two Axis Sun Sensor for Attitude Control of Nano-Satellites", IEEE Sensors Journal, vol. 10, no.10, October 2010.
- [24] J. M. Quero, C. Aracil, L. G. Franquelo, J. Ricart, P. R. Ortega, M. Dominguez, L. Castañer, and R. Osuna, "Tracking control system using an incident radiation angle microsensor," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 2, pp. 1207–1215, Apr. 2007.
- [25] J. A. Leñero-Bardallo, J. M. Guerrero-Rodríguez, L. Farian, R. Carmona-Gálaín and Rodríguez-Vázquez, "A sun sensor implemented with an asynchronous luminance vision sensor," ESSCIRC 2017 - 43rd IEEE European Solid State Circuits Conference, 2017, pp. 67-70, doi: 10.1109/ESSCIRC.2017.8094527.
- [26] K. A. Boahen, "Point-to-point connectivity between neuromorphic chips using address events," in IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 47, no. 5, pp. 416-434, May 2000, doi: 10.1109/82.842110.
- [27] L. Farian, P. Häfliger and J. A. Leñero-Bardallo, "Miniaturized Sun sensor with in-pixel processing for Attitude Determination of micro space probes," 2015 International Conference on Event-based Control, Communication, and Signal Processing (EBCCSP), 2015, pp. 1-6, doi: 10.1109/EBCCSP.2015.7300688.

- [28] J. Zhang, J. Wei and H. Chen, "An Address Event Representation Circuits Design with Rotation Priority against Pulse Collision," 2019 IEEE International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC), 2019, pp. 1-3, doi: 10.1109/EDSSC.2019.8754504.
- [29] J. A. Leñero-Bardallo, "Bioinspired Processing Algorithm, and Circuits" Second Thematic Block, University of Seville, 2021.
- [30] Robert F. Pierret, Advanced Semiconductor Fundamentals, 2nd edition, Pearson, 2002.
- [31] Peula, J.M., Alados, I., Liger, E., Vargas, J.M. (2014) Fundamentos Físicos de la Informática. OCW-Universidad de Málaga. <http://ocw.uma.es>.