



UNIVERSIDAD
NACIONAL DE
SAN MARTÍN

ESCUELA DE CIENCIA Y TECNOLOGÍA

Sistema de Lectura y
Digitalización de
Fotomultiplicadores de Silicio
(SiPM) para Aplicaciones
Espaciales

INFORME DE PROYECTO FINAL

PARA OBTENER EL TÍTULO DE

INGENIERO ELECTRÓNICO

AUTOR: NAHUEL A. MÜLLER

DIRECTOR: FEDERICO H. IZRAELEVITCH

BUENOS AIRES, ARGENTINA

FEBRERO 2020

Agradecimientos

A mi familia, mi primer escuela, por apoyarme en mis decisiones más allá de no entender qué hago. A mis viejos, por su amor incondicional y ejemplo de dedicación. A mi hermano, por el aguante y la compañía.

A mis abuelos, mis eternos modelos de honestidad y esfuerzo.

A la Técnica 1, lugar en donde transite mis primeros pasos por la electrónica. A sus docentes, quienes fueron los que me enseñaron a aprender.

A los compañeros de estudios, amigos que facilitaron enormemente el camino. Al mate de Misa, gran salvador de los sábados de cursada.

A Mario y Nahuel, por iniciarme en el mundo de la investigación. Por sus enseñanzas, transmitidas con toda la humildad y paciencia.

A todo el grupo LabOSat, en especial, a Federico y Gabriel, por acompañarme y ayudarme a concluir esta última parte de la carrera.

A todos los amigos, las juntadas y los asados, pilares anímicos que me bancaron durante toda la carrera.

A la universidad pública, en particular, a la Escuela de Ciencia y Tecnología y a sus profesores, por la educación gratuita y de calidad que recibí a lo largo de estos años.

Resumen

En este trabajo se presenta el desarrollo de la electrónica para el procesamiento de las señales de salida de fotomultiplicadores de silicio (SiPM). Se explica el proceso de diseño del circuito requerido para el acondicionamiento, la digitalización y la transmisión de la señal de este tipo de fotosensores. El sistema fue dividido y desarrollado en etapas de modo de facilitar la evaluación y caracterización de cada parte. En la instancia final, la señal digital fue procesada con un conversor Time-to-Digital (TDC) y los datos se compararon con su contraparte analógica (pre-digitalización) corroborando el comportamiento esperado del sistema.

Motivación

El proyecto LabOSat (CNEA/INTI/UNSAM/UBA/CONICET) tiene como objetivo desarrollar plataformas electrónicas de bajo costo, bajo peso, portátiles y configurables para distintos experimentos con dispositivos expuestos a ambientes exigentes, en particular, el espacio exterior. Diseñadas para ser montadas sobre pequeños satélites, dichas plataformas cuentan con la capacidad de llevar a cabo mediciones en órbita de dispositivos con el fin de validar su utilización en este ambiente y probar su resistencia a la radiación.

Dentro de este marco, LabOSat busca innovar en el campo de las investigaciones espaciales con la inclusión de tecnologías de fotosensores SiPM, ampliando la variedad de experimentos realizables en órbita. Las características de este tipo de sensores constituyen las bases de nuevas aplicaciones y desarrollos tecnológicos en diversas campos de investigación: astrofísica y física de partículas, imágenes en medicina nuclear (Tomografía PET y SPECT), criptografía cuántica y LIDAR (Light Detection and Ranging).

Este proyecto busca elaborar un sistema prototipo capaz de procesar la información de los detectores SiPM, generando en su desarrollo la experiencia y conocimientos necesarios para poder implementar estos dispositivos en la siguiente misión espacial.

Objetivos y alcance

- Diseñar y construir un prototipo funcional de adquisición y digitalización de señales de fotosensores SiPM.
- Caracterizar el funcionamiento de cada etapa del sistema.
- Adquirir y analizar los datos digitales utilizando un conversor Time-to-Digital.
- Proponer mejoras teniendo en cuenta la futura implementación del diseño en un satélite.

Índice general

1. Fotomultiplicadores de Silicio	1
1.1. Principio de funcionamiento	1
1.2. Quenching y ciclo de trabajo	3
1.3. Construcción del dispositivo	4
1.4. Fuentes de ruido	5
1.5. Ventajas y desventajas	7
2. Analog Front End	9
2.1. Selección de la topología circuital	9
2.2. Diseño y simulación	12
2.3. Construcción	14
2.4. Mediciones y caracterización	17
2.5. Conclusiones	22
3. Etapa de Procesamiento Digital	23
3.1. Comparador	23
3.2. Conversor Time-to-Digital	26
3.3. Mediciones y resultados	28
3.4. Conclusiones	30
4. Sistema Final y Conclusiones Generales	31
4.1. Prototipo funcional	31
4.2. Mediciones y resultados	33
4.3. Trabajos futuros	36
4.4. Conclusiones	37
A. Project Management	39
B. CAE 2020	45
Glosario	53
Bibliografía	54

Capítulo 1

Fotomultiplicadores de Silicio

Los fotomultiplicadores de silicio (SiPM) son sensores de luz de estado sólido cuyas principales características son su extrema sensibilidad y su rápido tiempo de respuesta. Por ello tienen la capacidad de detectar fotones individuales, esto es luz en su mínima cantidad.

1.1. Principio de funcionamiento

El funcionamiento de estos fotosensores se explica esencialmente en base a dos fenómenos físicos:

- *Efecto fotoeléctrico*

- Cuando un fotón incide sobre un material semiconductor puede transferir su energía a un electrón de la banda de valencia y excitarlo a la banda de conducción generando así un par de portadores de carga, llamado par electrón-hueco.
- Para que esto ocurra, la energía del fotón $E = \frac{hc}{\lambda}$ debe ser mayor a la separación entre ambas bandas (Energy Band Gap).
- Los electrones promovidos a la banda de conducción mediante este efecto son denominados fotoelectrones.
- En particular, el silicio tiene como características una energía de Band Gap y un perfil de absorción (Fig. 1.1) que permiten la fabricación de detectores sensibles al espectro visible con dispositivos de decenas de micrones de espesor.

- *Efecto avalancha*

- Si un electrón libre dentro de un campo eléctrico se acelera y obtiene la suficiente energía cinética, puede colisionar con otros electrones del

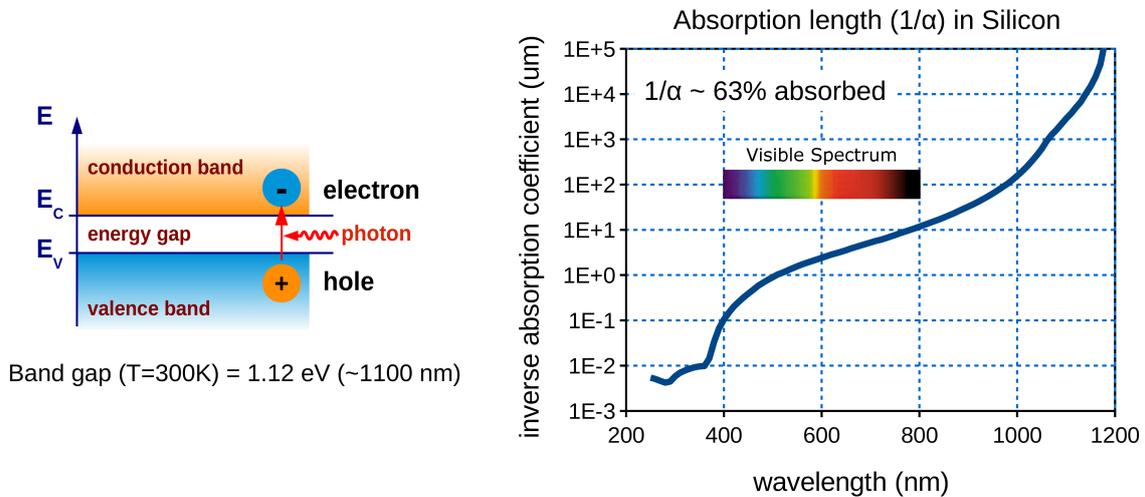


Figura 1.1: Silicio: Representación esquemática de la absorción de un fotón y la creación de un par electrón-hueco (izq.) y longitud de absorción como función de la longitud de onda (der.). Extraído de Ref. [1].

material y generar así más pares de portadores de carga. Este mecanismo se denomina ionización por impacto.

- Luego, estos nuevos portadores repiten el proceso produciendo lo que se denomina una “avalancha” de cargas (Fig. 1.2).
- Si el campo eléctrico es lo suficientemente intenso, la avalancha puede automantenerse (self-sustaining) y, de no limitarse con algún mecanismo externo, continuar indefinidamente.
- La cantidad de pares electrón-hueco generados a partir de una única carga es la magnitud asociada a la ganancia del fotosensor.

Uno de los dispositivos electrónicos en el que se aprovechan ambos efectos es el diodo de avalancha de fotón único (SPAD por sus siglas en inglés). Este tipo de diodo está especialmente diseñado para ser utilizado en polarización inversa fuerte, justo por encima de su tensión de ruptura. A diferencia de los fotodiodos de avalancha (APD) en los cuales el mecanismo de avalancha no es autosostenido y la corriente de salida es proporcional con la intensidad de la luz incidente, la alta ganancia de los SPAD ($> 10^6$) hace que la respuesta del dispositivo sea divergente: La cantidad de carga desplazada, que se traduce en la amplitud del pulso de salida, es independiente de la energía y del número de fotones que generan el primer par electrón-hueco. Por esta razón, se puede imaginar a estos dispositivos como llaves activadas por luz, útiles para contar el número de fotones incidentes pero sin la capacidad directa de discernir sus energías individuales.

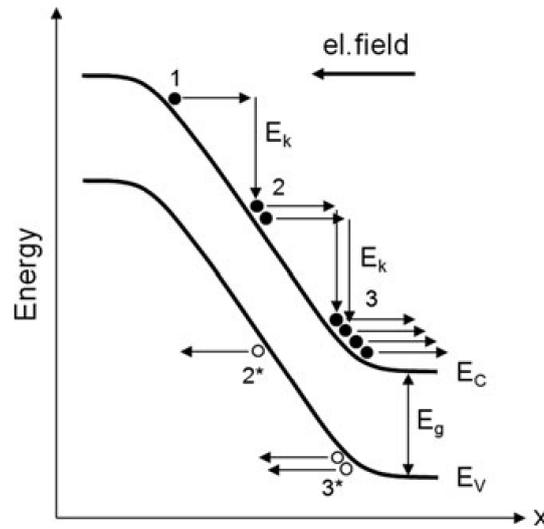


Figura 1.2: Esquematación del efecto avalancha en el diagrama de bandas. Extraído de Ref. [2].

1.2. Quenching y ciclo de trabajo

La cantidad de portadores y la característica autosostenida de la avalancha generada en estos diodos hacen necesaria la implementación de algún mecanismo de extinción (quenching) para evitar que la corriente de salida dañe la juntura. Esto se puede lograr mediante circuitos tanto pasivos como activos cuyo objetivo es reducir la tensión sobre el SPAD por debajo del potencial de ruptura, removiendo las condiciones necesarias para la avalancha.

El circuito más simple (y fácil de integrar) consiste en un resistor en serie con el diodo (Fig. 1.3). De esta manera, la corriente de salida provoca un descenso en la tensión sobre la juntura hasta el punto en que el campo eléctrico deja de ser lo suficientemente intenso para mantener la avalancha.

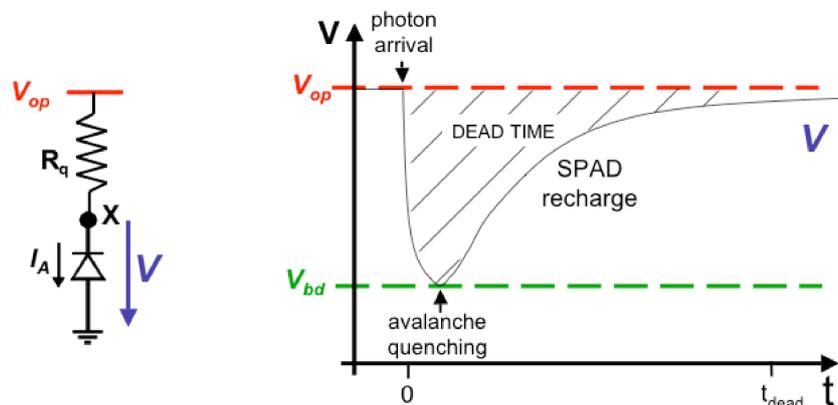


Figura 1.3: Principio de extinción (quenching) de la avalancha. Extraído de Ref. [3].

Luego, antes de poder detectar el siguiente fotón, el potencial sobre el diodo debe retornar a su valor inicial. La duración de esta fase, denominada recarga o reset, es determinada por la constante de tiempo $\tau = R_{quench} \cdot C_{juntura}$. Durante este tiempo el detector está inactivo (Dead time).

La curva I-V de la Figura 1.4 esquematiza este proceso: Inicialmente el diodo se encuentra en el punto de operación 1 cuando, por la absorción de un fotón, se produce la descarga y aumenta abruptamente su corriente pasando al punto 2. En ese momento se produce el quenching, reduciendo la tensión de la juntura y llegando al punto 3 donde el ciclo se reinicia. Esta secuencia se denomina descarga Geiger por la analogía con el funcionamiento de los tubos Geiger-Müller.

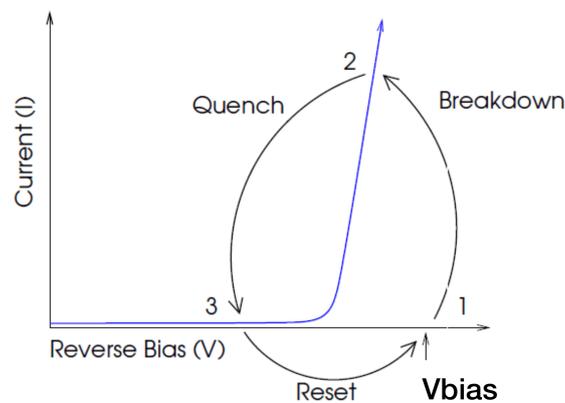


Figura 1.4: Ciclo de funcionamiento del SPAD. Extraído de Ref. [4].

1.3. Construcción del dispositivo

Los SiPM se construyen como arreglos de microceldas compuestas cada una por un diodo de avalancha y un resistor de quenching de silicio policristalino. Debido a razones históricas, se dice que la descarga de una única celda es producto de un fotoelectrón, en vez de un fotón, y se abrevia como p.e. Si bien cada SPAD trabaja en un régimen digital (la microcelda se descarga o no), desde el punto de vista del conjunto, los SiPM son dispositivos analógicos. La conexión en paralelo de todas las celdas hace que el pulso de corriente resultante a la salida tenga un rango dinámico que va desde uno hasta centenas o miles de p.e., límite máximo determinado por la cantidad de microceldas en el SiPM.

La juntura o ventana fotosensible se recubre con una capa anti reflectiva para disminuir pérdidas por reflexión en la interfaz (Fig. 1.5). Además, dependiendo del fabricante y modelo, las microceldas pueden estar separadas por trincheras ópticas (trenches) con el fin de reducir el acoplamiento electro-óptico (crosstalk) entre celdas.

En particular, el modelo de sensor utilizado en este trabajo es el MicroFC-10035-SMT-C1 de SensL [6]. Estos SiPM están compuestos por 504 microceldas que incluyen, además de los terminales ánodo y cátodo, una salida acoplada capacitivamente *Fast Output* diseñada para aplicaciones de timing más precisas (Fig. 1.6).

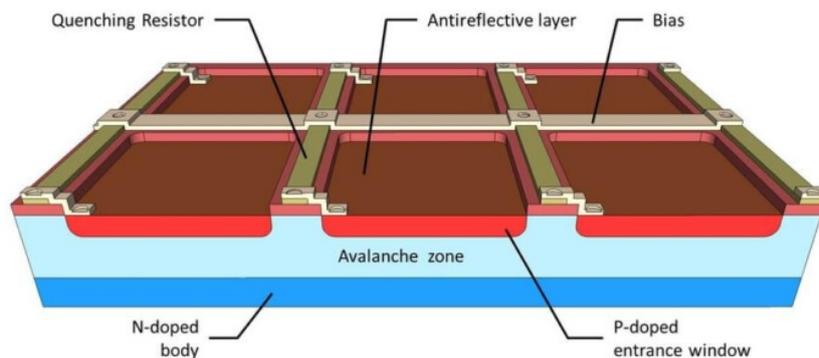


Figura 1.5: Estructura de microceldas de un SiPM. Extraído de Ref. [5].

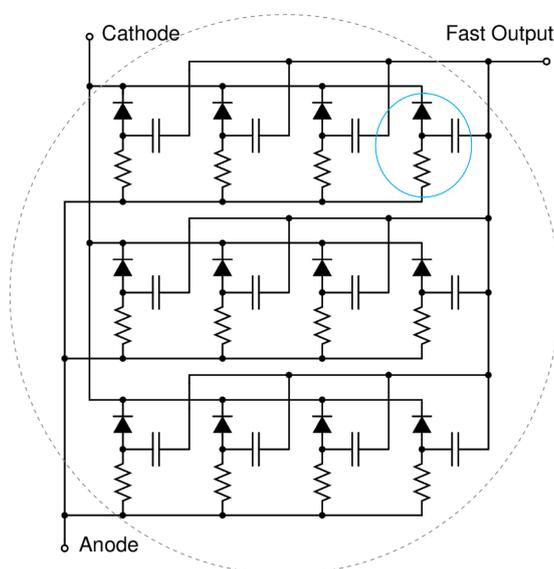


Figura 1.6: Esquemático simplificado del SiPM. Extraído de Ref. [4].

1.4. Fuentes de ruido

Además de los pulsos de salida debidos a la detección de fotones, la avalancha en las microceldas puede ser activada por otros 3 mecanismos considerados ruido:

- *Cuenta oscura (Dark Count)*: Se denomina así a los pulsos emitidos cuando un par electrón-hueco generado térmicamente o por efecto túnel causa el efecto avalancha. La característica de los pulsos emitidos hace que, en principio, sean indistinguibles de los foto generados. La probabilidad de ocurrencia tiene una fuerte dependencia con la temperatura y tensión de polarización del dispositivo, una disminución de cualquiera de ambos implica una menor tasa de cuentas oscuras.
- *Afterpulse*: La existencia de defectos en el semiconductor provoca estados

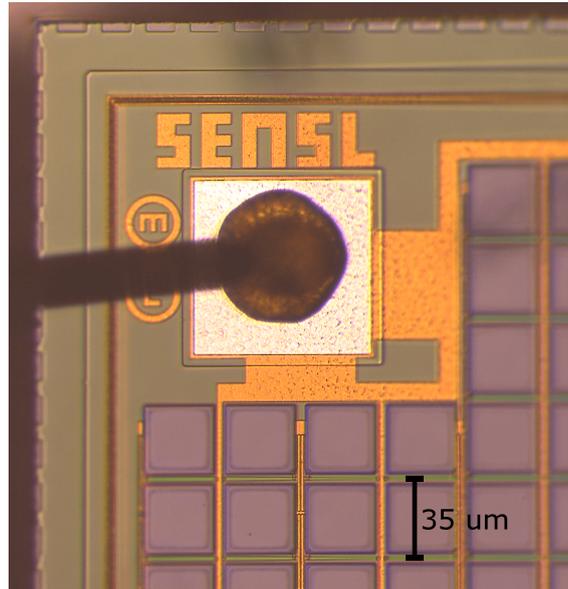


Figura 1.7: MicroFC-10035: Imagen de microscopio. Se pueden distinguir las microceldas y la conexión al ánodo del chip.

energéticos donde los portadores generados durante una avalancha pueden quedar atrapados y, cuando se liberan, desencadenar una nueva avalancha un intervalo más tarde.

- *Acoplamiento óptico (Crosstalk)*: Ocurre cuando una descarga de portadores en una celda dispara una o más microceldas aledañas. Este puede ser reducido en la construcción del SiPM con la inclusión de trincheras (trenches) entre microceldas.

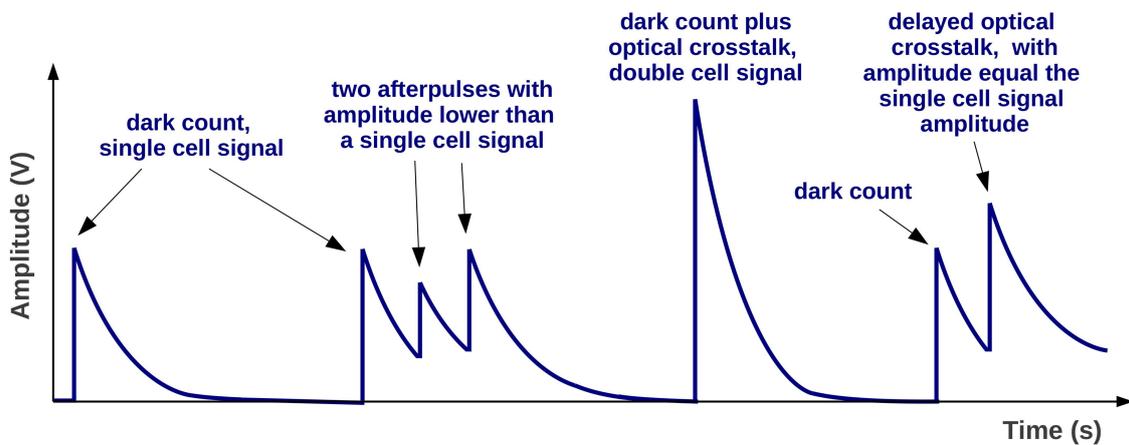


Figura 1.8: Formas de onda de eventos no foto generados. Extraído de Ref. [1].

Es importante considerar que dado que estos mecanismos pueden ocurrir simultáneamente, la señal de salida del dispositivo puede estar modificada por cualquier combinación de los 3 (Fig. 1.8).

1.5. Ventajas y desventajas

Los SiPM presentan una buena alternativa si se los compara a los tubos fotomultiplicadores (PMT) usados tradicionalmente. Entre sus ventajas se incluyen:

- Compatibilidad con la tecnología CMOS: Producible en masa y, por lo tanto, menor costo.
- Menor tamaño y mayor robustez mecánica.
- El funcionamiento no se ve afectado por campos magnéticos.
- Requieren mucha menos tensión de polarización (Valores típicos $V_{SiPM} \approx 50$ V vs $V_{PMT} \approx 1$ kV).

Si bien entre sus desventajas se pueden contar las fuentes de ruido mencionadas anteriormente y la significativa diferencia de área activa o de detección, sus características son de gran interés desde el punto de vista del desarrollo de aplicaciones satelitales.

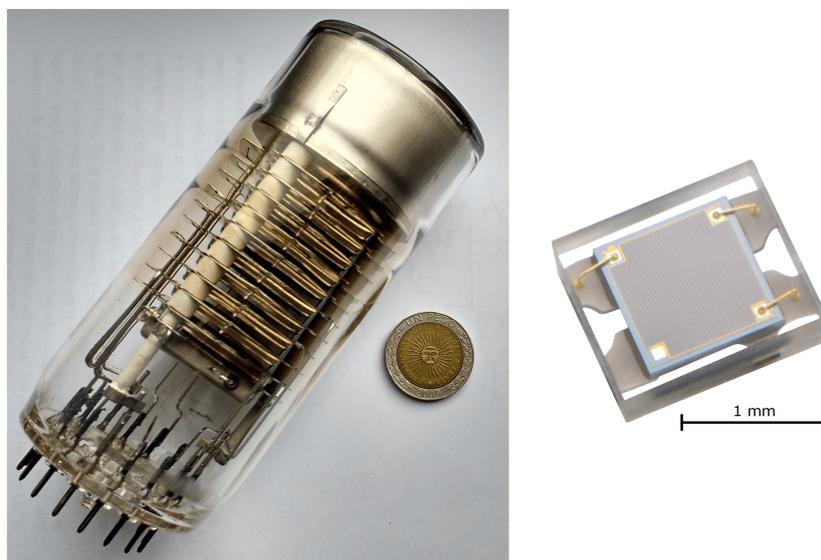


Figura 1.9: Tubo fotomultiplicador (PMT) y SiPM en escala.

La ganancia intrínseca (fotomultiplicación) del SiPM le da al dispositivo una buena relación señal ruido para aplicaciones en entornos de muy baja luminosidad. En particular, son los sensores a utilizar si se necesita la capacidad de detectar fotones individuales en entornos exigentes como se requiere en este proyecto.

Capítulo 2

Analog Front End

En este Capítulo se describe el proceso de desarrollo de la primera etapa del sistema, encargada del acondicionamiento de la señal de salida del fotosensor SiPM. Se explican los criterios de diseño utilizados, se detallan los pasos en la construcción de los prototipos y se presentan los resultados de caracterización del circuito terminado.

2.1. Selección de la topología circuital

Requerimientos

Antes de comenzar la fase de diseño circuital, se debe entender la naturaleza de la señal que se va a acondicionar. Como se esquematiza en la Figura 2.1, la salida de una microcelda del SiPM operando en modo Geiger o pulsado se puede equiparar con la corriente en un capacitor durante su carga y descarga. A partir de los datos provistos por el fabricante del sensor se consideró como primera aproximación los valores $I_{max} \sim 5 \mu\text{A}$ [7] y $\tau_{recarga} \sim 82 \text{ ns}$ [6]. La constante de tiempo durante la carga no fue tomada en cuenta para el desarrollo ya que se estimó lo suficientemente pequeña como para que el rise time (t_{rise}) de la señal procesada quede determinado por el ancho de banda del circuito de acondicionamiento.

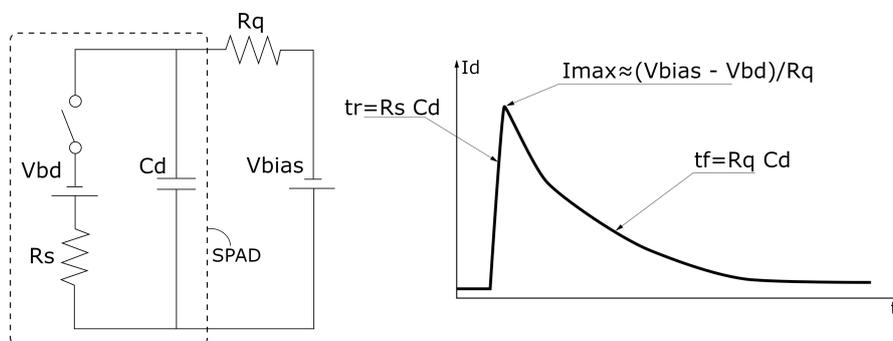


Figura 2.1: Circuito equivalente y pulso de salida característico de un fotodiodo SPAD operando en modo Geiger. Extraído de Ref. [8].

Comparación de alternativas

El bajo nivel de la señal y su corta duración temporal imponen en el diseño circuital requisitos de ganancia y ancho de banda elevados. Ambos parámetros fueron los que se buscó maximizar durante la elección de la topología a utilizar como base del diseño. Los circuitos basados en amplificadores operaciones (OpAmps) que habitúan en la bibliografía referida a lectura y acondicionamiento de fotosensores proponen la implementación de dos configuraciones (Fig. 2.2): **Transimpedancia (TIA)**, amplificador del tipo corriente-tensión cuya ganancia queda definida por la resistencia de realimentación $G_{TIA} = R_f$, y **No Inversor (NIA)**, amplificador tensión-tensión con un factor de ganancia que se calcula como $G_{NIA} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$.

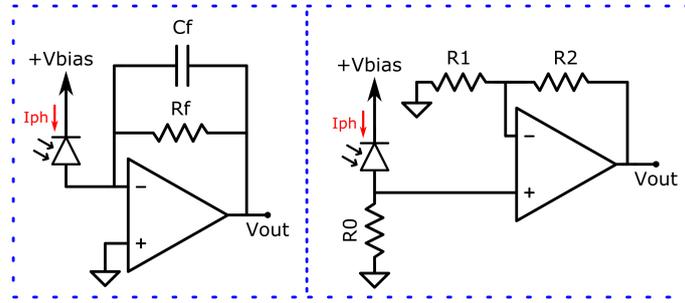


Figura 2.2: Configuraciones habituales de amplificadores operacionales utilizados en la lectura de fotodiodos: Transimpedancia (izq.) y No inversor (der.).

Al momento de comparar el comportamiento en frecuencia de ambas opciones, se analizaron las expresiones teóricas que definen el ancho de banda de cada configuración. En el caso del NIA, como la realimentación de la topología no introduce nuevos polos en la respuesta del sistema, la frecuencia de corte se puede aproximar como la razón entre el producto ganancia ancho de banda (GBW), parámetro del OpAmp, y el factor de ganancia. En el otro caso, como se explica en la Ref. [9], la expresión de la frecuencia de corte del TIA se puede derivar a partir del GBW, la resistencia R_f y la capacidad de juntura del sensor.

$$BW_{TIA} = \sqrt{\frac{GBW}{2\pi R_f C_{SiPM}}} = \sqrt{\frac{GBW}{2\pi G_{TIA} C_{SiPM}}} \quad BW_{NIA} = \frac{GBW}{G_{NIA}} \quad (2.1)$$

De estas ecuaciones se deduce que, para la misma ganancia y OpAmp, el TIA tiene una frecuencia de corte mayor a que el NIA. En la Figura 2.3 se muestra la respuesta en frecuencia de ambos circuitos simulada mediante el software SPICE [10].

Por otra parte, como el NIA es un amplificador Tensión-Tensión, el circuito requiere que la corriente fotogenerada sea previamente transformada mediante una resistencia en serie (R_0 en Fig. 2.2). El valor de esta resistencia no puede ser elevado ya que aumenta la duración del pulso del SiPM ($\tau_{recarga}$) incrementando la probabilidad de solapamiento entre pulsos consecutivos. Estas fueron las razones por las cuales se decidió implementar un TIA como primera etapa de amplificación.

Elección del Amplificador Operacional

Al momento de seleccionar el OpAmp a utilizar en esta etapa se optó por referirse al catálogo de Texas Instruments [11]. Además de ordenar los dispositivos disponibles por su GBW, como la magnitud medida es una corriente, se buscó modelos cuya entrada fuera del tipo FET. De esta manera, la corriente de polarización de entrada I_{bias} , parámetro que define el error sobre el mensurando, resulta entre 3 y 4 órdenes de magnitud menor que en OpAmps basados en tecnologías BJT. Como criterio de selección se tomó que $I_{bias} < I_{SPAD,max}/1000 = 5 \text{ nA}$.

Por otro lado, teniendo en consideración que el desarrollo final tiene como objetivo una aplicación satelital, donde el consumo de energía está rigurosamente limitado, la corriente de alimentación (I_{supply}) también fue otro valor influyente en la elección. También, como último filtro, se excluyeron aquellos dispositivos con encapsulados sin pines externos con el fin de facilitar el soldado y montaje de los prototipos. El modelo elegido fue el OPA656 [12] y sus características concernientes se resumen en la siguiente tabla:

Parámetro	Valor
GBW_{typ}	230 MHz
$I_{bias,typ}$	$\pm 2 \text{ pA}$
$I_{bias,max}$	$\pm 5000 \text{ pA}$
$V_{supply,max}$	$\pm 6 \text{ V}$
$I_{supply,max}$	16.3 mA

Tabla 2.1: Parámetros del amplificador operacional OPA656.

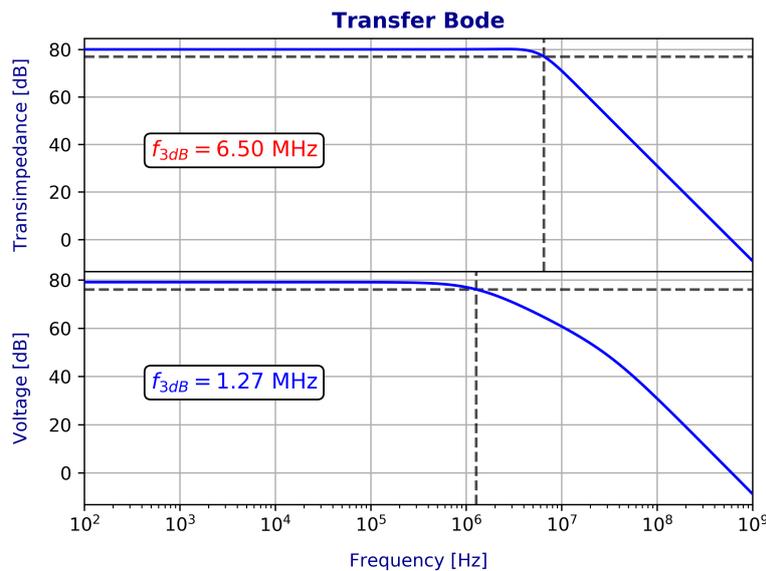


Figura 2.3: Respuesta en frecuencia obtenida mediante SPICE de las configuraciones estudiadas para la misma ganancia DC (80 dB) y amplificador operacional (OPA656).

2.2. Diseño y simulación

Análisis de estabilidad

La principal desventaja del diseño de amplificadores de transimpedancia viene dada por la posibilidad de que el sistema resulte inestable. Esto ocurre debido a que la capacidad de juntura del fotosensor, C_{SiPM} , junto con la resistencia R_f , agregan un polo a la respuesta en frecuencia del amplificador que puede resultar en una realimentación positiva, produciendo una salida oscilatoria (Fig. 2.4). Según el criterio de Barkhausen [13], la salida de un sistema realimentado puede tener una respuesta inestable si su ganancia de lazo ($A\beta$) no tiene suficiente margen de fase, esto es:

$$\begin{aligned} \phi_A + \phi_\beta &\geq 180^\circ \quad \forall \quad |A||\beta| \geq 1 \\ \phi_A - \phi_{1/\beta} &\geq 180^\circ \quad \forall \quad |A| \geq |1/\beta| \end{aligned} \quad (2.2)$$

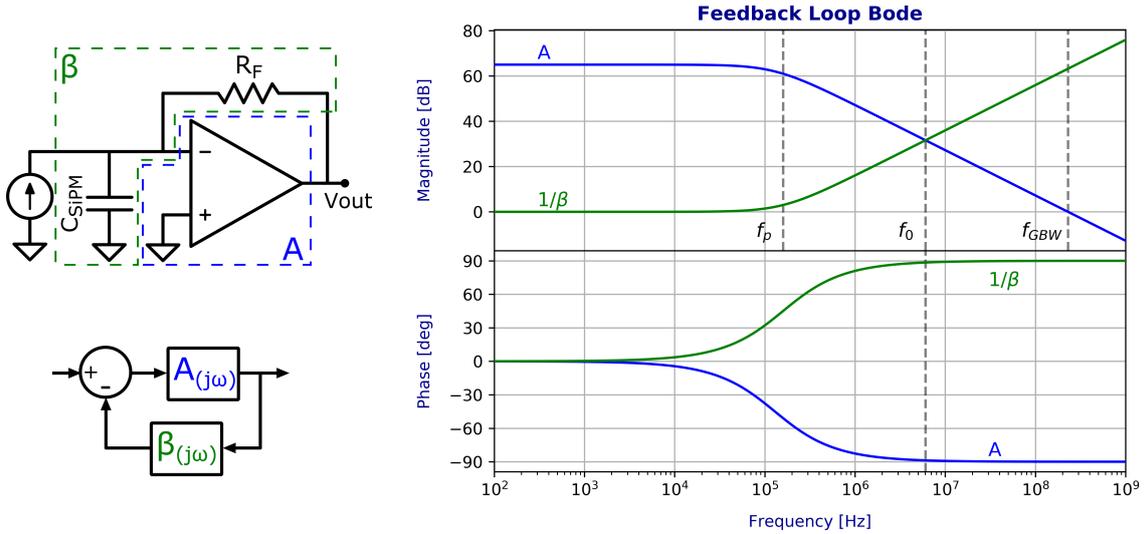


Figura 2.4: TIA esquematizado como sistema realimentado (izq.). Respuesta en frecuencia del circuito a lazo abierto A y del factor de realimentación $1/\beta$ (der.). Se observa que la diferencia de fase es próxima a 180° para $|A| = |1/\beta|$.

La forma de evitar esta posible inestabilidad del sistema consiste en la adición de un capacitor de compensación C_f en la rama de realimentación. De esta manera se modifica la respuesta en frecuencia β , agregando un cero en $f_0 = \frac{1}{2\pi C_f R_f}$. Como primera aproximación de diseño, se buscó establecer f_0 en la media geométrica entre la frecuencia del polo de β , $f_p = \frac{1}{2\pi(C_{SiPM} + C_f)R_f}$, y la frecuencia a la que el OpAmp posee ganancia unitaria, f_{GBW} , con el objetivo de obtener un margen de fase de alrededor de 45° [14]. Con esta condición, se logró obtener una primera expresión para la capacidad de compensación C_f (Ecuación 2.3).

$$\log(f_0) = \frac{1}{2}[\log(f_p) + \log(f_{GBW})] \Rightarrow f_0 = \sqrt{f_p \cdot f_{GBW}}$$

$$\frac{1}{2\pi C_f R_f} = \sqrt{\frac{f_{GBW}}{2\pi(C_{SiPM} + C_f)R_f}} \quad (2.3)$$

$$C_f = \frac{1}{4\pi R_f f_{GBW}}(1 + \sqrt{1 + 8\pi R_f C_{SiPM} f_{GBW}})$$

El ajuste fino y la comprobación del circuito se realizaron mediante simulaciones en SPICE. En particular, para simular la ganancia a lazo abierto A y el factor de realimentación β , se incluyó un inductor para bloquear la señal pero permitiendo al simulador calcular el punto de operación DC y, además, un capacitor para desacoplar el nivel de continua de la señal de prueba (Fig. 2.5). Con este setup de simulación y como se muestra en la Figura 2.6, se probaron distintos valores comerciales de capacitores hasta obtener el margen de fase más próximo a 65.52° , valor para el cual la respuesta en frecuencia resulta la más plana posible [15]. De esta manera, el valor de la capacidad de compensación se estableció en $C_f = 3.3 \text{ pF}$.

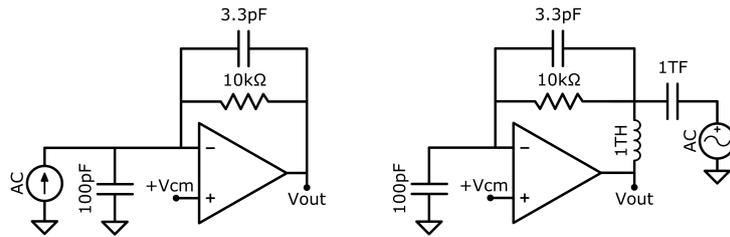


Figura 2.5: Esquemáticos de simulación utilizados para obtener la transferencia (izq.) y el margen de fase (der.) del amplificador de transimpedancia.

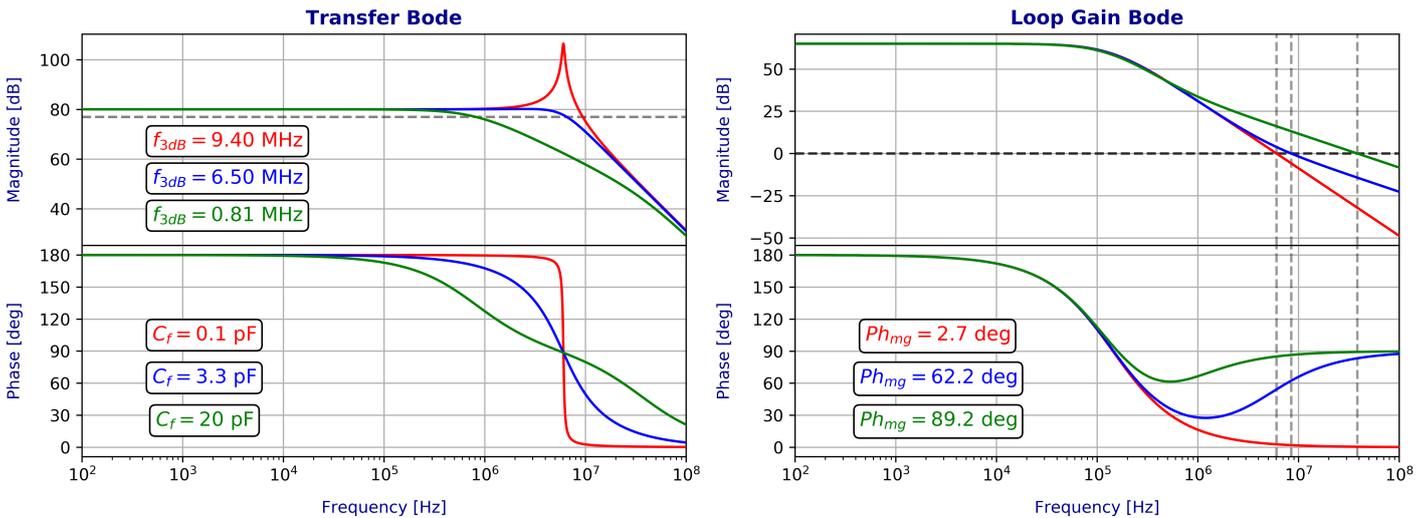


Figura 2.6: Diagramas Bode del amplificador transimpedancia: Transferencia Corriente-Tensión (izq.) y Ganancia de lazo (der.). Se muestran los resultados de simulación para tres valores de capacidad de compensación distintos.

Compatibilidad con fuente simple

Uno de los objetivos futuros del proyecto consiste en la integración del sistema como carga útil (payload) de un satélite. Teniendo en cuenta este requerimiento y considerando las restricciones de tamaño y la falta de una fuente de alimentación negativa dentro del esquema energético suministrado por el satélite, se decidió implementar un diseño compatible con fuente simple.

Si simplemente se conectase la alimentación negativa a GND, la etapa de salida del OpAmp puede llegar a operar fuera de su rango dinámico, afectando la linealidad y tiempo de respuesta del amplificador. Para evitar esto y, aprovechando que la señal de salida del TIA está montada sobre la tensión de la entrada no inversora, se conectó la misma a un nivel de referencia o de modo común V_{cm} generado a partir de la alimentación y un divisor resistivo.

2.3. Construcción

Board SiPM

El sensor utilizado en el presente desarrollo es de reducido tamaño ($1.5 \times 1.8 \text{ mm}^2$) y posee un encapsulado que requiere técnicas de soldado por horno. Esto dificulta su reutilización una vez instalado en el PCB, algo deseable dado el elevado precio del componente. Por ello, se decidió crear un board propio para el dispositivo y así poder reaprovecharlo durante las instancias de prototipado del circuito de lectura.

Este PCB está compuesto únicamente por el fotosensor (SENSL MicroFC-10035-SMT-C1) y un conector SMA hembra de borde seleccionado por su gran ancho de banda ($\sim 20 \text{ GHz}$), disponibilidad y tamaño. En su diseño se utilizó el footprint recomendado por el fabricante [16].

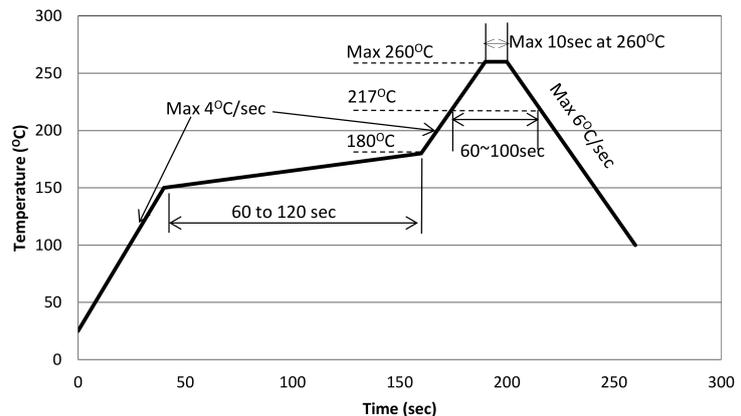
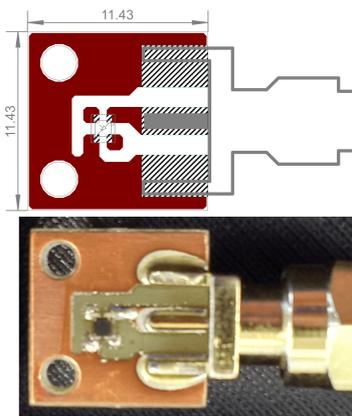


Figura 2.7: Diseño y PCB del adaptador SiPM-SMA (izq.). Perfil de temperatura utilizado para el soldado por horno del sensor (der.). Extraído de Ref. [17].

Evolución del board

A continuación se presentan los distintos prototipos de la etapa analógica, cada de uno de los cuales fue utilizado para comprobar experimentalmente, medir y ajustar los parámetros circuitales. Todos los PCBs fueron desarrollados en el software de diseño EAGLE [18] y fabricados utilizando un CNC MITS FP-21T [19].

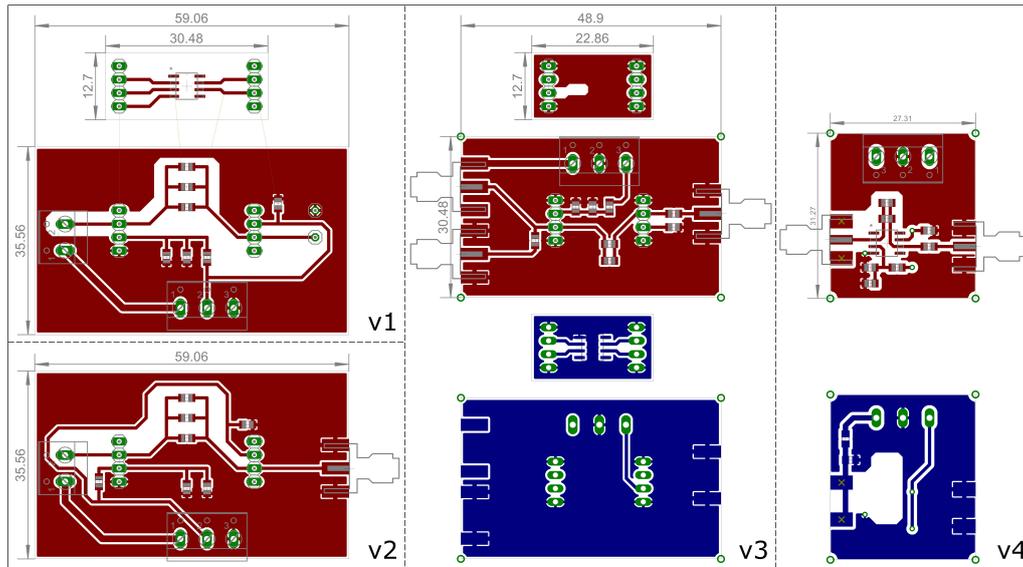


Figura 2.8: Evolución de la etapa analógica: Se muestran los diseños de los 4 boards construidos previos a la versión final.

Registro de cambios del board:

- **v1:** Primer diseño, utilizado para estudiar el rango dinámico del OpAmp mediante una fuente de corriente en su entrada. El amplificador OPA656 se implementó en un zócalo con el fin de reutilizar el dispositivo.
- **v2:** Se incrementó la ganancia del TIA de 66.8 dB a 80 dB ($R_f = 2.2 \text{ k}\Omega \rightarrow 10 \text{ k}\Omega$). Inclusión del conector SMA de salida y cambios menores en el ruteo de señales.
- **v3:** Se pasó a un diseño de PCB de doble faz. Se ajustó el valor de V_{cm} buscando minimizarlo pero dejando un margen para operar en la zona lineal del amplificador. Además, se modificó el zócalo del OpAmp y se agregaron conectores SMA a la entrada. A partir de esta versión se empezaron a aplicar reglas de diseño de PCB para alta frecuencia como rutas a 45° y un plano de masa sin divisiones [20].
- **v4:** Se integró el OPA656 en el mismo board. Se recortó el plano de masa debajo del pin de entrada y el lazo de realimentación con el fin de reducir la capacidad parásita sumada a C_{SiPM} . Se agregó un filtro RC pasa bajos para la tensión de polarización del sensor.

Versión final de la etapa analógica

En la Figura 2.9 se muestra el circuito esquemático final de la etapa de procesamiento analógica. Tomando como referencia la versión anterior (v4), se agregó una segunda etapa en cascada al amplificador de transimpedancia cuyo objetivo original era invertir la polaridad del pulso de salida del TIA. Para aprovechar aún más la inclusión de este OpAmp extra, se decidió implementar la etapa como un filtro pasa bajos ya que, durante las mediciones previas, se detectó que la banda de paso del amplificador incluía el rango de radio FM (88-104 MHz). Esto, sumado al tipo de conexión con el board SiPM que actuaba como antena, agregaba una interferencia apreciable a la señal del fotosensor.

La topología adoptada para el filtro pasa bajos fue la de realimentación múltiple (Multiple feedback low pass filter), calculada y simulada para obtener una baja ganancia inversora de 3.35 dB y una frecuencia de corte de 11.4 MHz. De esta forma, se cambió el factor de amplificación del conjunto de 31 dB a -5 dB para $f_0 = 100$ MHz.

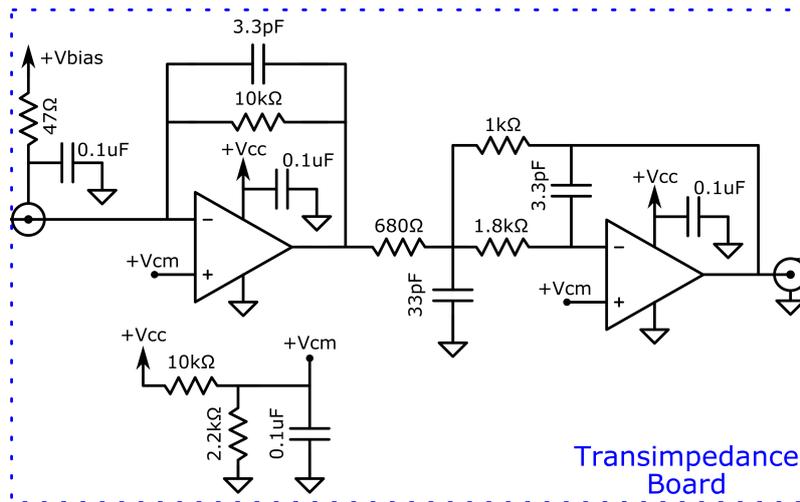


Figura 2.9: Esquemático de la versión final (v5).

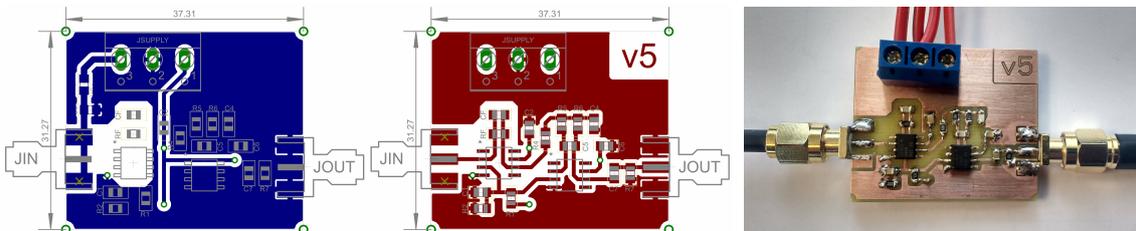


Figura 2.10: Etapa analógica: Diseño (izq.) y PCB construido (der.).

2.4. Mediciones y caracterización

Para caracterizar el comportamiento de la etapa analógica se montó el setup experimental esquematizado en la Figura 2.11. Como la entrada esperada es una señal en corriente, la señal de entrada fue inyectada desde un generador de señales Siglent SDG 2082X a través de una resistencia R_{in} . De esta manera, el valor de la corriente de entrada resultó $I_{in} = (V_{gen} - V_{cm})/R_{in}$. Además, se incluyó un capacitor que hace las veces de la capacidad del sensor C_{SiPM} [21]. La señal de salida fue capturada utilizando un osciloscopio Siglent SDS 2204X.

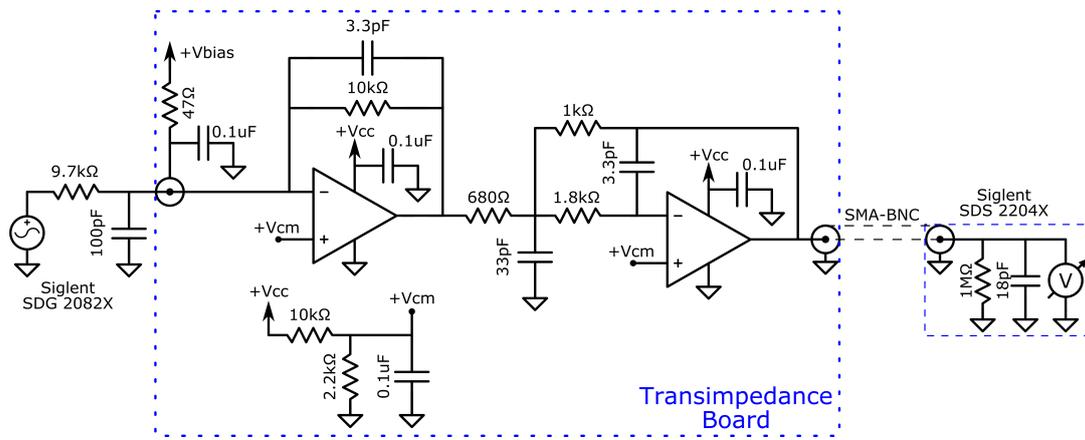


Figura 2.11: Arreglo experimental utilizado en la caracterización de la etapa analógica.

Rango dinámico

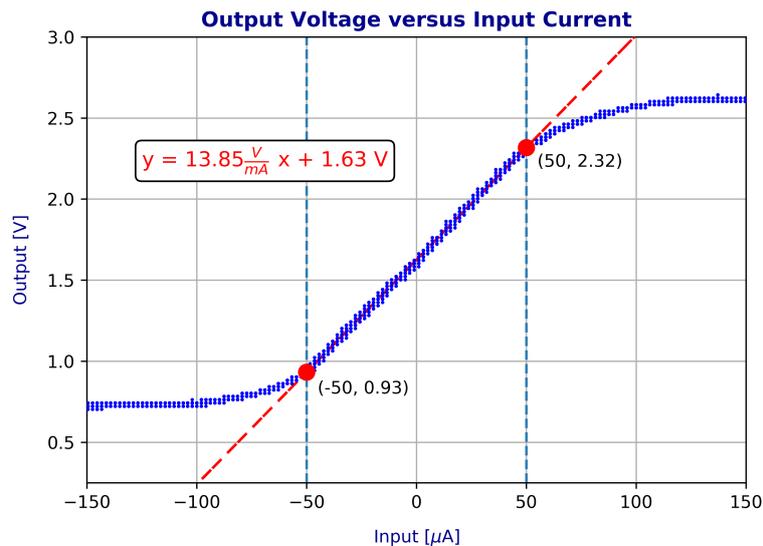


Figura 2.12: Tensión de salida en función de la corriente de entrada. Se incluye la recta de ajuste acotada a la región lineal.

En la Figura 2.12 se muestra la tensión de salida en función de la corriente de entrada, obtenida mediante la inyección de una rampa de corriente de $\pm 150 \mu\text{A}$. Se consideró como rango dinámico, es decir, el rango de entrada para el cual la salida responde de forma lineal, en $\pm 50 \mu\text{A}$. A partir de la recta de ajuste se obtuvieron $G_{AFE} = 82.8 \text{ dB [V/A]}$ y $V_{cm} = 1.63 \text{ V}$, consistentes con los valores previamente calculados.

Respuesta al escalón

Para comprobar la estabilidad, se excitó el circuito con un escalón de corriente de amplitud del orden de la señal esperada del sensor. Como se observa en la Figura 2.13, la salida no presenta oscilaciones ni sobrepicos. Además, a partir del rise time de la respuesta, se puede aproximar el ancho de banda del sistema como: $BW = 0.35/t_{rise} = 5.3 \text{ MHz}$.

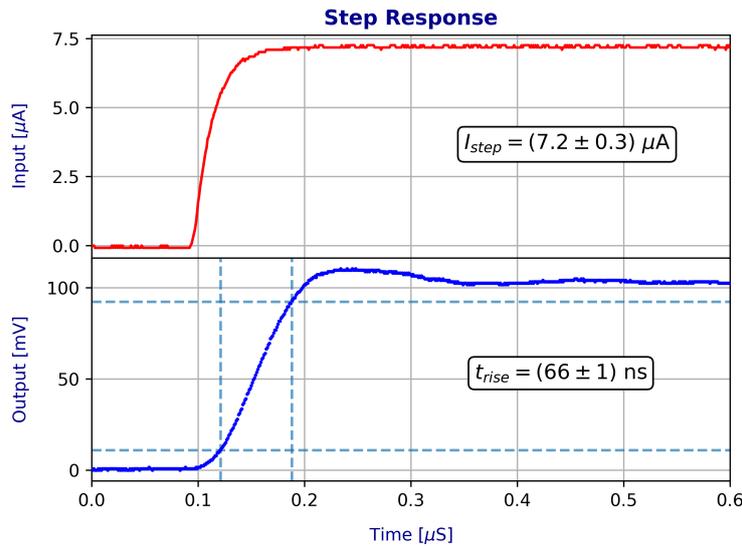


Figura 2.13: Salida del amplificador (abajo) ante la excitación de un escalón de corriente (arriba).

Ancho de banda

El otro método utilizado para verificar experimentalmente el ancho de banda del circuito consistió en aplicar una señal senoidal de frecuencia variable a la entrada. En la Figura 2.14 se muestra la amplitud máxima de la tensión de salida registrada en un rango de frecuencias entre 1 kHz y 10 MHz. A partir de este gráfico Bode, se obtuvo:

$$BW = f_{in} \Big|_{V_{pp} = 0.707 V_{pp,max}} = 5.66 \text{ MHz} \quad (2.4)$$

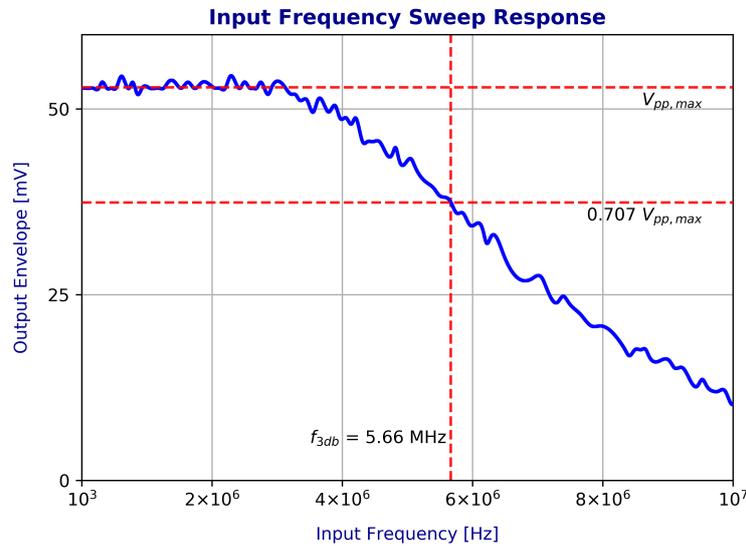


Figura 2.14: Amplitud de salida en función de la frecuencia de entrada.

Circuito con SiPM

Al comenzar las primeras pruebas con el fotosensor a la entrada del circuito desarrollado, se decidió oscurecer el dispositivo y aprovechar el hecho de que los eventos generados térmicamente (Dark counts) y los fotodetectados producen la misma señal. De esta manera y teniendo como referencia las especificaciones del fabricante como la tasa de cuentas oscuras y la probabilidad de crosstalk, se pudo comprobar el comportamiento del sistema para bajos niveles de iluminación sin la dificultad de implementar una fuente de luz de estas características. Con este objetivo, se diseñó y construyó mediante impresión 3D una caja estanca a la luz para contener el board SiPM y parte del cable SMA (Fig. 2.15). Después de las mediciones de calibración, se realizó un orificio de 0.5 mm de diámetro para posteriores pruebas con fuentes de luz.

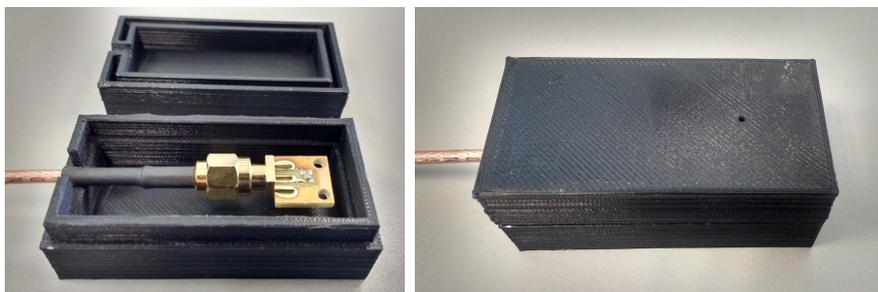


Figura 2.15: Caja impresa utilizada para oscurecer el dispositivo.

En la Figura 2.16 se muestra la salida obtenida con este arreglo. Estableciendo la referencia temporal en base al tiempo de disparo, se grafican los pulsos de salida adquiridos con el osciloscopio. Como se esperaba, se observó una discretización en

los valores de amplitud de los mismos, relacionada con el número de microceldas del dispositivo en donde se produce el efecto avalancha. Una de las conclusiones de este gráfico es que, ya que la diferencia o salto de amplitudes tiene el mismo valor que la amplitud del pulso menor, este corresponde al disparo de una única microcelda, es decir, que equivale a la señal debida a la detección de un fotón único (1 p.e.).

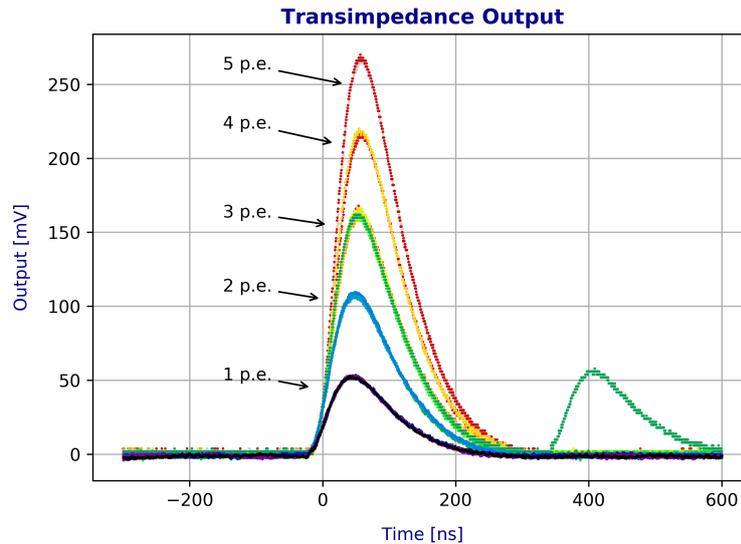


Figura 2.16: Pulsos de salida para distintos números de microceldas disparadas (1 a 5). La escala temporal esta referenciada con respecto al disparo del osciloscopio.

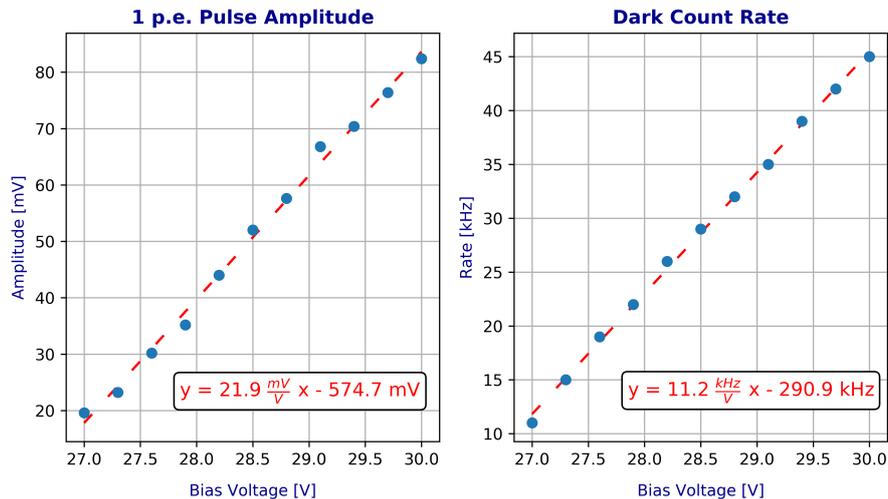


Figura 2.17: Amplitud del pulso de salida (izq.) y tasa de cuentas oscuras (der.) como funciones de la tensión de polarización.

Otra de las caracterizaciones realizadas fue la medición de la amplitud de pulso y tasa de cuentas oscuras para distintos valores de tensión de polarización del SiPM

(Fig. 2.17). Estos datos muestran la relación entre ambos parámetros y demuestra que, en pos de aumentar la relación señal ruido del pulso de salida, no se puede establecer una polarización arbitrariamente alta sin aumentar la cantidad de eventos térmicos espurios.

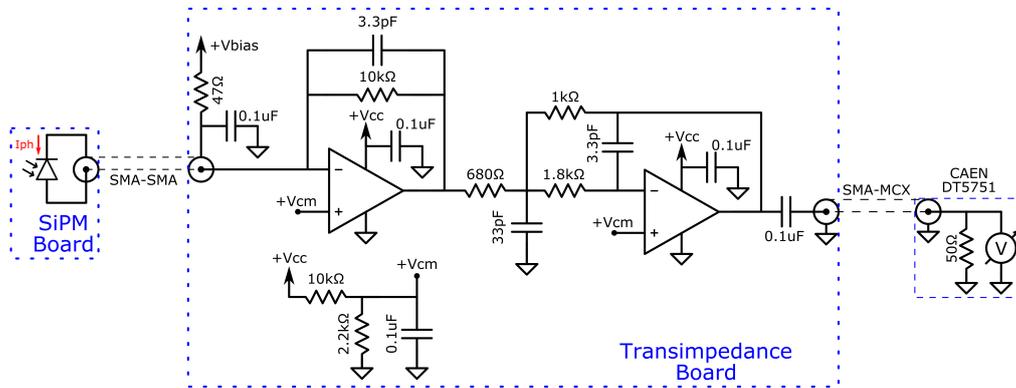


Figura 2.18: Arreglo experimental utilizado para la adquisición con el digitalizador CAEN.

Por último, como medición complementaria a las realizadas con el osciloscopio, se utilizó un digitalizador CAEN DT5751 para adquirir una cantidad de pulsos adecuada para un análisis estadístico. Para esto, se incluyó un capacitor de desacople, eliminando la tensión de modo común V_{cm} y adaptando la salida al limitado rango de entrada del instrumento. En la Figura 2.18 se muestra esta adaptación.

En la Figura 2.19 se grafica el histograma del área de los pulsos adquiridos, magnitud proporcional a la carga de la señal. La relación entre la cantidad de eventos correspondientes a 1 y 2 p.e. resultó 4%. Esta relación representa el crosstalk definido en el Capítulo 1, dado que se utilizó el sensor oscurecido. El resultado de las mediciones experimentales es consistente con el especificado por el fabricante.

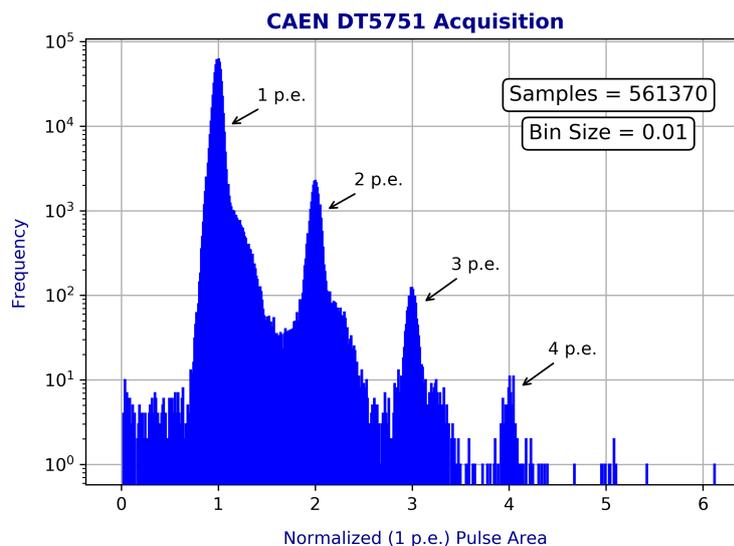


Figura 2.19: Histograma del área de los pulsos del SiPM adquiridos con el digitalizador CAEN. La escala horizontal fue normalizada al valor de los eventos de 1 p.e.

2.5. Conclusiones

En este Capítulo se presentó el resultado del desarrollo de la etapa de acondicionamiento analógico. Se comprobaron como correctas las primeras aproximaciones de diseño como la amplitud del pulso de corriente del SiPM y el factor de amplificación necesario. Además, las mediciones de caracterización demostraron que el prototipo implementado tiene ganancia, ancho de banda y relación señal-ruido suficientes para resolver eventos generados por 1 fotón único, cumpliendo el objetivo principal de la aplicación final.

Capítulo 3

Etapa de Procesamiento Digital

Una de las limitaciones que imponen las aplicaciones satelitales es el ancho de banda disponible para la descarga de datos a Tierra (downlink). En este Capítulo se muestra la etapa del sistema encargada de digitalizar los pulsos analógicos del SiPM y su posterior procesamiento utilizando un conversor Time-to-Digital (TDC).

3.1. Comparador

Selección del dispositivo

El primer paso en el diseño de esta etapa consistió en la selección del circuito integrado comparador. Este dispositivo es el encargado de convertir la salida de la etapa analógica precedente en pulsos digitales mediante la operación de comparación entre la señal analógica y un nivel de referencia o de umbral (V_{th}).

Para esta selección se consultaron los catálogos de 3 fabricantes de circuitos integrados: Texas Instruments, Linear Technology y Analog Devices. De cada uno de ellos se eligió el mejor comparador en cuanto a velocidad de respuesta y, además, teniendo como requerimiento que disponga de salida del tipo diferencial. En la tabla 3.1 se resumen los parámetros significativos para la aplicación de los 3 dispositivos resultantes del paso anterior:

Parámetro	LMH7220	LTC6754H	ADCMP604
Supply Voltage [V]	2.7-12 ★	2.4-5.25	2.5-5.5
Supply Current [mA]	14 ★	15.5	21
$f_{toggle,max}$ [MHz]	540 ★	445	500
$t_{rise} + t_{fall}$ [ns]	1.05	1.54	0.9 ★

Tabla 3.1: Comparación entre parámetros de los dispositivos. Se destacan con ★ los mejores valores.

El dispositivo seleccionado fue el LMH7220 de Texas Instruments [22], ya que, frente a las alternativas, presenta un rango de tensión de alimentación más amplio, consumo de corriente menor y frecuencia de operación mayor. Teniendo como objetivo final la integración del sistema digitalizador en un satélite, se buscó que el

dispositivo cuenta con salida del tipo diferencial. De esta manera, el módulo circuital desarrollado podría transmitir la señal resultante con la inmunidad al ruido que el esquema diferencial provee. En particular, la etapa de salida de este integrado cumple con el estándar LVDS (TIA/EIA-644).

Histéresis

La elevada velocidad de respuesta del comparador aumenta la posibilidad de errores en la salida digital. Cuando la diferencia entre ambas entradas del dispositivo es del orden del nivel de ruido de las señales a comparar, como en el caso de los flancos del pulso analógico, la salida puede ser disparada múltiples veces por el ruido. Esto ocasiona glitches en la señal digital, es decir, pulsos que no representan el resultado correcto de la comparación entre las señales deseadas. De esta forma, un pulso analógico puede producir múltiples pulsos digitales consecutivos.

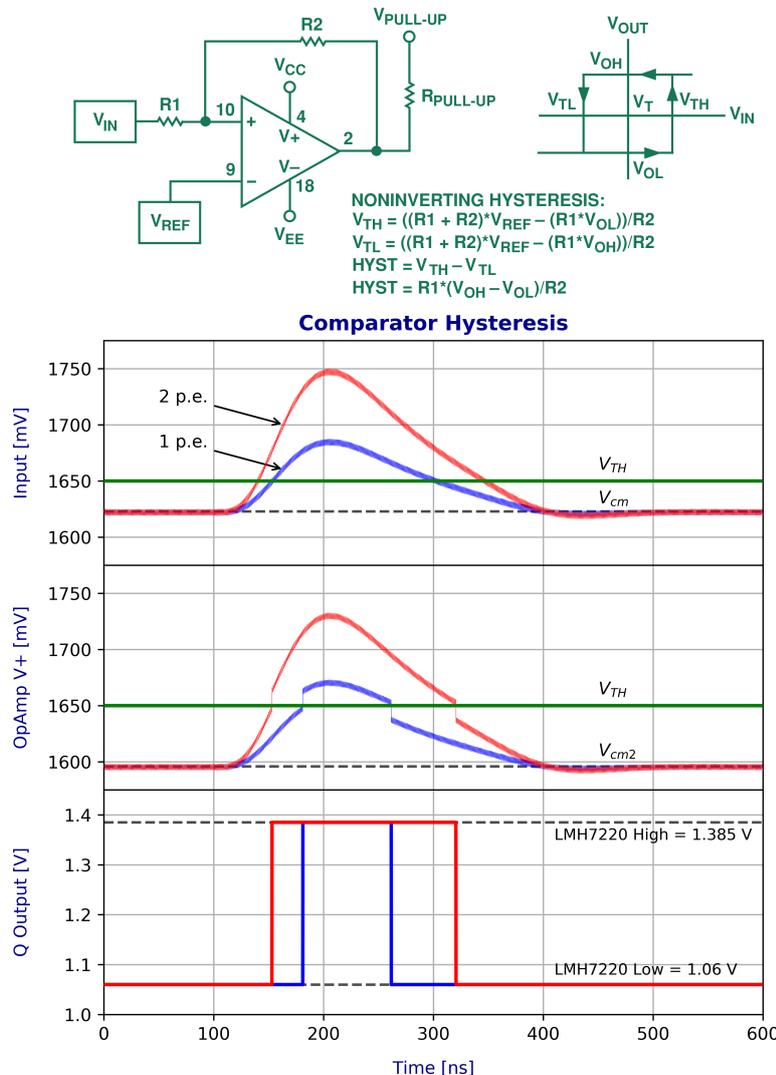


Figura 3.1: Circuito comparador con histéresis implementado, extraído de Ref. [23], (arriba) y formas de onda simuladas en SPICE (abajo).

Para mitigar este efecto se implementó un esquema de realimentación positiva de manera de generar un ciclo de histéresis, el cual se muestra en la parte superior de la Figura 3.1. Parte de la señal de salida se inyecta en la entrada haciendo que el umbral de comparación no sea el mismo para un flanco creciente que para uno decreciente. Este comportamiento se corroboró mediante simulaciones. En la parte inferior de la Figura 3.1 se muestran las formas de onda obtenidas para este circuito.

Construcción

La versión final del circuito comparador se esquematiza en la Figura 3.2. Para esta instancia de prototipado se incluyeron 2 resistencias variables para ajustar los valores de histéresis y tensión de umbral. Además, se agregaron jumpers hacia la resistencia de terminación del bus LVDS (100 Ω) para poder medir directamente la salida con las puntas de osciloscopio.

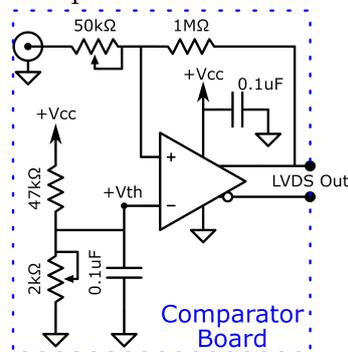


Figura 3.2: Esquemático de la etapa comparador.

Repitiendo el proceso que se utilizó en el diseño y fabricación de la etapa de acondicionamiento analógico, se procedió a construir el prototipo del board digitalizador. Los resultados se muestran en la Figura 3.3.

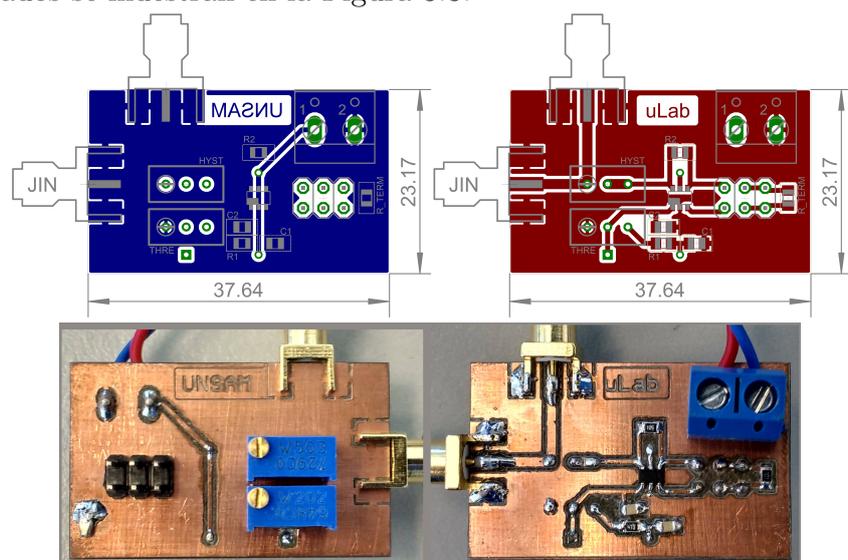


Figura 3.3: Vista de diseño y construcción de ambas faces del PCB comparador.

3.2. Conversor Time-to-Digital

Principio de funcionamiento

Los conversores Time-to-Digital (TDC) son dispositivos utilizados para reconocer eventos y proveer una representación digital del momento en el que ocurrieron [24]. Su principio de funcionamiento se basa en la utilización de contadores cuya frecuencia determina la resolución de la conversión. En la Figura 3.4 se muestran los bloques funcionales de un TDC. Este cuenta con un clock interno de alta frecuencia, derivado a partir de la división de una referencia externa (REFCLK/REFOSC), cuyo valor es guardado en memoria (registros FIFO) en el momento en que una de las entradas (STOP) dispara la conversión. Las aplicaciones típicas no consisten en la medición del tiempo absoluto de ocurrencia sino de intervalos entre eventos, por ejemplo, la diferencia temporal entre dos disparos o entre el flanco ascendente y descendente de un mismo pulso, es decir, el ancho del mismo.

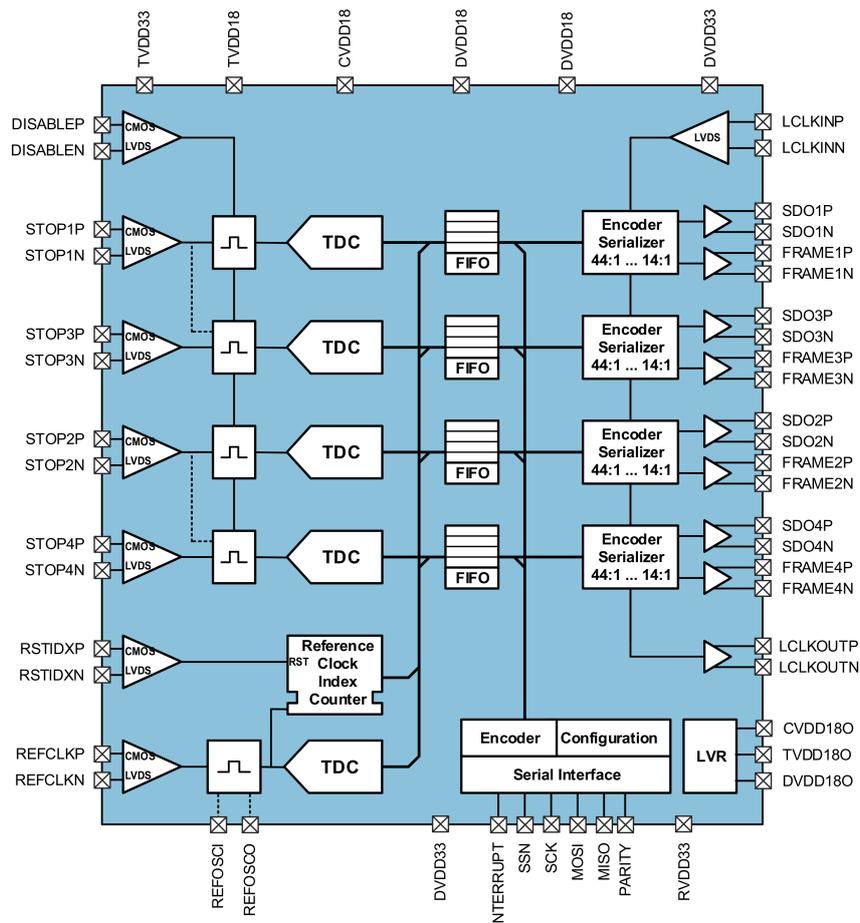


Figura 3.4: Esquemático funcional del conversor Time-to-Digital utilizado. Extraído de Ref. [25].

Características TDC-GPX2

El modelo de convertor utilizado en este proyecto, por cuestiones de disponibilidad, fue el TDC-GPX2 en conjunto con su kit de desarrollo GPX2-EVA-KIT fabricado por ams [26]. Este dispositivo tiene, entre otras características, una resolución temporal típica de 20 ps, un muestreo máximo de 35 MSPS, 4 canales cuyas entradas pueden ser configuradas en modo diferencial o single-ended y un bus SPI de salida. Además cuenta con 16 registros de configuración que proveen flexibilidad al modo de operación del convertor. Algunos de los parámetros ajustables mediante estos registros son:

- PIN_ENA: Permite desactivar pines reduciendo así el consumo del integrado.
- HIGH_RESOLUTION: Ajusta el muestreo múltiple del mismo evento, promediando resultados y aumentando la resolución de la medición pero también la latencia de conversión y el tiempo mínimo entre pulsos de entrada.
- REFCLK_DIVISIONS: Divisor del clock de referencia. Se recomienda configurar este valor de forma tal que el período del clock interno sea de 1 ps: $REFCLK_DIVISIONS = 1 / (REFCLK [Hz] \cdot 1 \text{ ps})$ [25].
- CMOS_INPUT: Selecciona el tipo de entrada: Diferencial (LVDS) o Single-ended (CMOS).
- CHANNEL_COMBINE: Permite aparear canales de entrada de forma tal que estos se alternan para realizar mediciones consecutivas. Este registro tiene 2 modos en donde se selecciona el tipo de disparo de cada canal (flanco ascendente o descendente). Estas opciones permiten utilizar el convertor para medir la distancia entre eventos, cuando ambos canales detectan el mismo tipo de flanco, o, en el caso contrario, la duración del pulso de entrada.

El board de desarrollo incluye una FPGA (Field-Programmable Gate Array) encargada de la escritura inicial de los registros mediante SPI (Serial Peripheral Interface) y transmisión de los datos resultantes del TDC mediante un puerto USB.



Figura 3.5: Board de desarrollo del TDC. Extraído de Ref. [27].

3.3. Mediciones y resultados

Salida del comparador

Las primeras pruebas realizadas con este circuito tuvieron como fin, además de comprobar su correcto funcionamiento, el ajuste de los valores de histéresis y umbral mediante las resistencias variables incluidas para este propósito. En la Figura 3.6 se muestran las señales de entrada y salida capturadas utilizando un osciloscopio Siglent SDS 2204X para eventos correspondientes a 1, 2 y 3 p.e. provenientes de la etapa analógica previa. También se grafica la tensión de umbral V_{th} utilizada en esta adquisición. Al inicio de estas mediciones se estableció el ciclo de histéresis en el mínimo posible para luego ir aumentándolo hasta que los pulsos espurios o glitches de salida desaparecieran.

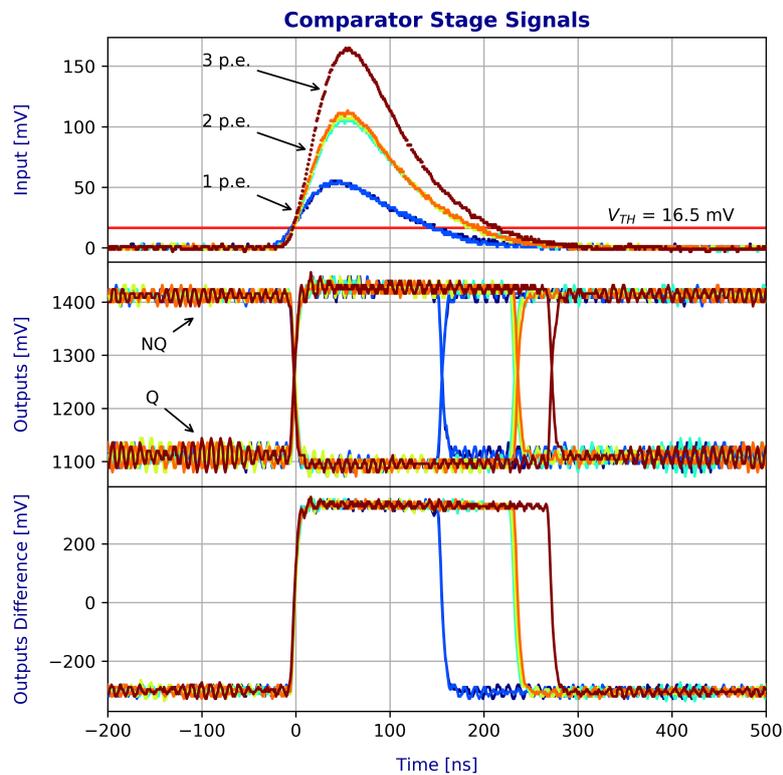


Figura 3.6: Pulsos de entrada y salida de la etapa comparador.

TDC: Tiempo sobre umbral

Para la siguiente medición se ensamblaron todas las partes del sistema final: se utilizaron el sensor SiPM, los PCBs de las etapas analógica y digital y el board de desarrollo del TDC. La técnica elegida para comprobar el funcionamiento del

conjunto fue la de tiempo sobre umbral (ToT por sus siglas en inglés). Para esto se configuró el conversor en modo duración de pulso, es decir, para medir el tiempo durante el cual la amplitud de la señal analógica es mayor a la tensión de umbral.

En la Figura 3.7 (arriba) se muestra la distribución ToT adquirida con este arreglo. Como se esperaba y a diferencia del histograma obtenido de la etapa analógica, la distancia entre los picos de la distribución no respeta una relación lineal. Esto se puede explicar observando la Figura 3.6: la forma exponencial del pulso del SiPM produce que el tiempo sobre umbral aumente cada vez menos a medida que el pulso incrementa su amplitud.

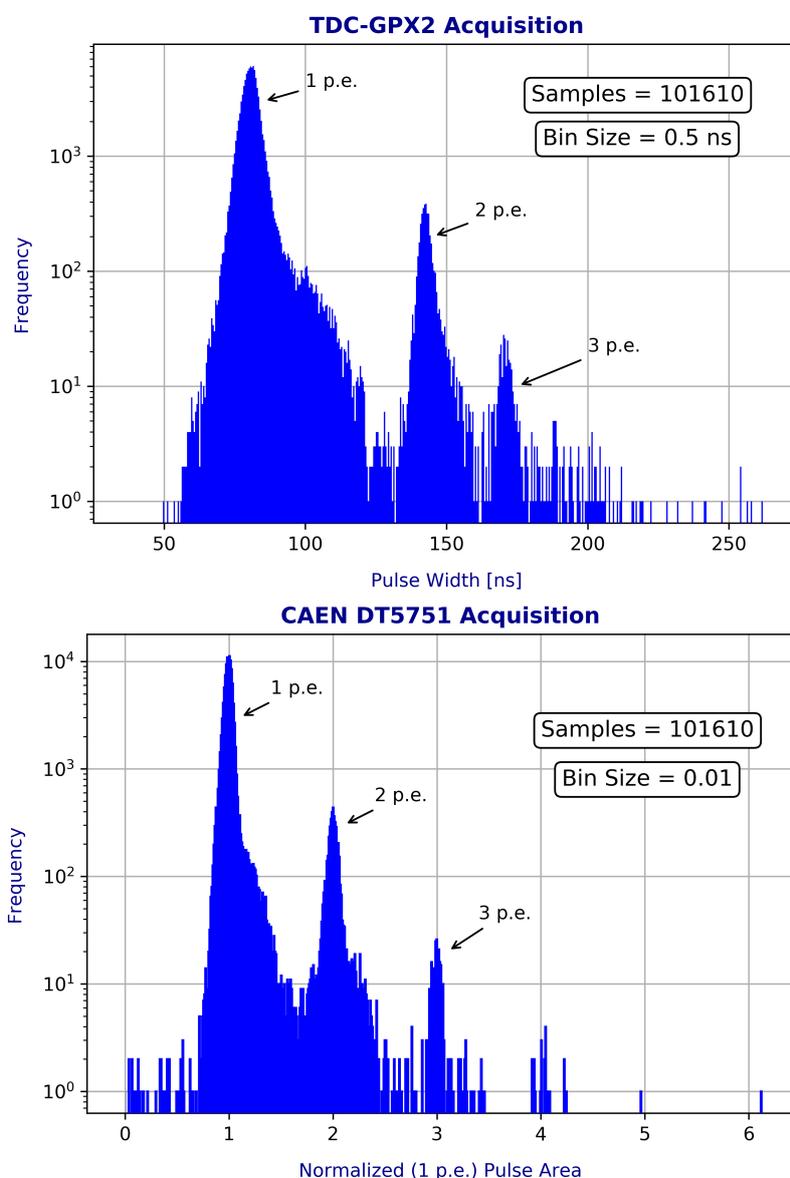


Figura 3.7: Distribución ToT obtenida con el TDC (arriba) e histograma del área de los pulsos de la etapa analógica (abajo).

Otro resultado que se desprende de este análisis es su rendimiento en cuanto al espacio de memoria utilizado. Comparando ambos histogramas en igualdad de condiciones, esto es, misma cantidad de muestras y datos sin ningún tipo de compresión, se llega a que los datos analógicos, previos a la etapa de conversión, ocupan 159770 KB mientras que los resultados del TDC abarcan 700 KB. Esto significa una reducción de memoria requerida de 230 veces.

3.4. Conclusiones

En este Capítulo se explicó la etapa de procesamiento digital, su diseño, construcción y verificación. Los resultados de las mediciones realizadas demuestran que el circuito comparador junto con el conversor Time-to-digital proveen una técnica de lectura efectiva para aplicaciones en entornos de ultra baja iluminación. Además, en comparación con la digitalización de la forma de onda de la etapa analógica previa, se evidenció la superior eficiencia del método en cuanto a requerimientos de memoria.

Capítulo 4

Sistema Final y Conclusiones Generales

En este Capítulo se muestra la integración de las etapas desarrolladas previamente en un mismo board, junto con las mediciones realizadas para verificar su correcto funcionamiento. Además, terminando el informe, se proponen posibles mejoras y trabajos futuros para el sistema y se exponen las conclusiones finales del proyecto.

4.1. Prototipo funcional

Diseño esquemático

En la Figura 4.1 se esquematiza el circuito completo del sistema final compuesto por el sensor SiPM con su filtro RC de polarización, el amplificador de transimpedancia, el filtro pasa bajos de realimentación múltiple y el comparador junto a su esquema de histéresis. Este diseño integra y utiliza los resultados conseguidos durante el análisis por separado de las etapas que lo componen.

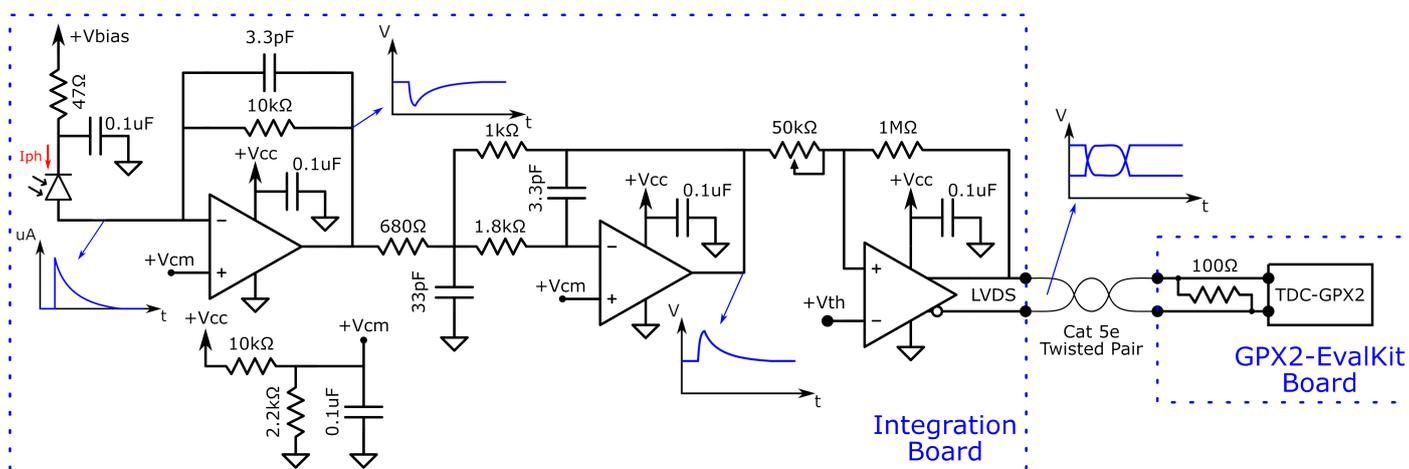


Figura 4.1: Circuito esquemático del sistema completo. Además, se muestran la conexión al board de desarrollo TDC-GPX2 y las formas de onda a la salida de cada etapa.

Durante la confección de este circuito se decidió eliminar el arreglo de resistencias destinadas al ajuste de la tensión de umbral V_{th} . Estas fueron reemplazadas por un pin para poder establecer esta referencia de forma externa, facilitando y brindando más libertad al proceso de ajuste en comparación a como se realizaba en la versión anterior de la etapa de procesamiento digital.

Construcción y montaje

Utilizando las técnicas de diseño aprendidas durante el desarrollo de las etapas analógica y digital, como el recorte del plano de masa para reducir la capacidad parásita de entrada y la inclusión de capacitores de desacople cerca de los pines de alimentación de los integrados, se creó el PCB mostrado en la Figura 4.2. Se buscó minimizar el tamaño del board en pos de la futura integración dentro de un satélite obteniéndose así una placa cuadrada de 33 mm de lado en cuyo centro se posicionó el sensor.

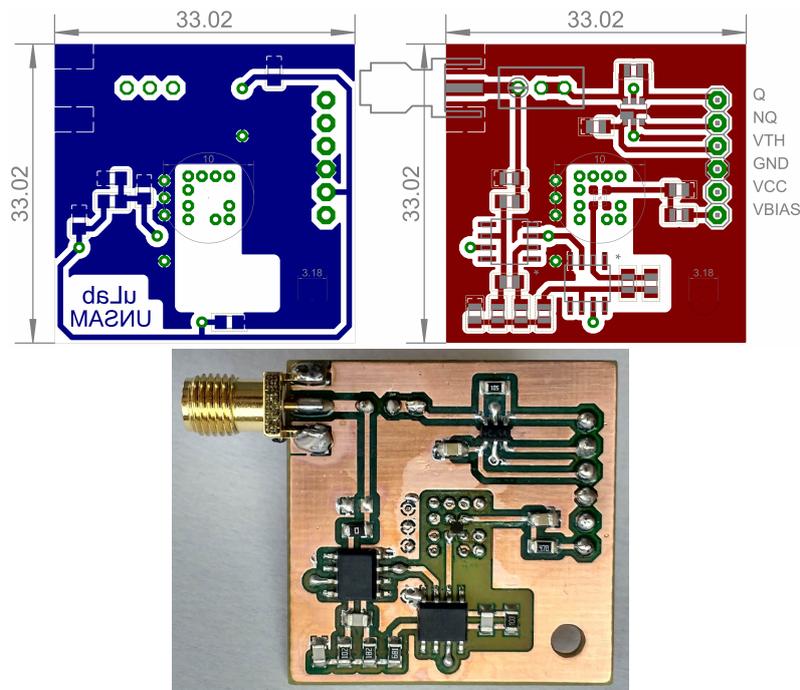


Figura 4.2: Board final: Ambas caras del diseño (arriba) y PCB construido (abajo).

Con el objetivo de facilitar su conexión, los pines de entrada (V_{th}), salida (Q , NQ) y alimentación (V_{CC} , V_{BIAS} , GND) se ubicaron juntos y sobre uno de los lados de la placa. Además, se incluyó un conector SMA de borde para comprobar la salida de la etapa de acondicionamiento analógico. Este conector tiene como finalidad posibilitar el monitoreo de esta señal durante mediciones de prueba y, por lo tanto, es prescindible para la versión de vuelo. Por otra parte, se agregaron vías alrededor del SiPM para favorecer el acoplamiento térmico con el sistema de refrigeración y se montó el PCB en un gabinete desarrollado mediante impresión 3D (Fig. 4.3).

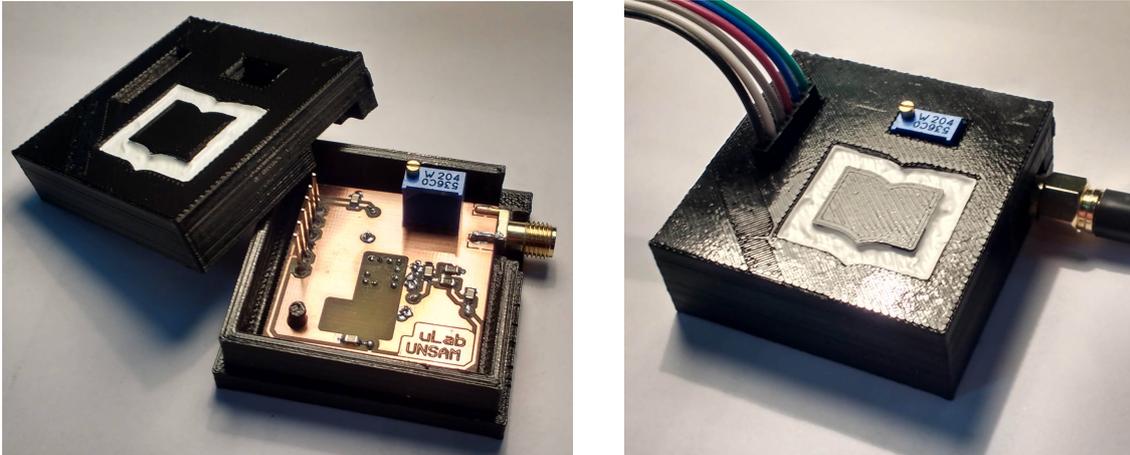


Figura 4.3: Prototipo final montado y conectado.

4.2. Mediciones y resultados

Comprobando el correcto funcionamiento de la placa final, se repitieron las mediciones previamente realizadas en las etapas separadas. Además, se logró medir el consumo de potencia promedio del circuito con el sensor bajo condiciones de oscuridad resultando $P_{BOARD} = 342 \text{ mW}$ para una tensión de alimentación $V_{CC} = 9 \text{ V}$. En base a lo reportado en hojas de datos, un 75 % de esta potencia se atribuye a los 2 OpAmps OPA656 y un 20 % al comparador LMH7220 [12, 22].

La salida diferencial de la placa se conectó con el kit de desarrollo TDC mediante cable de par trenzado Cat 5e. Si bien la longitud funcional máxima de este tipo de enlace está reportada como 100 m [28], se comprobó experimentalmente la correcta transmisión de los pulsos digitales a través de un cable de 11 m de longitud.

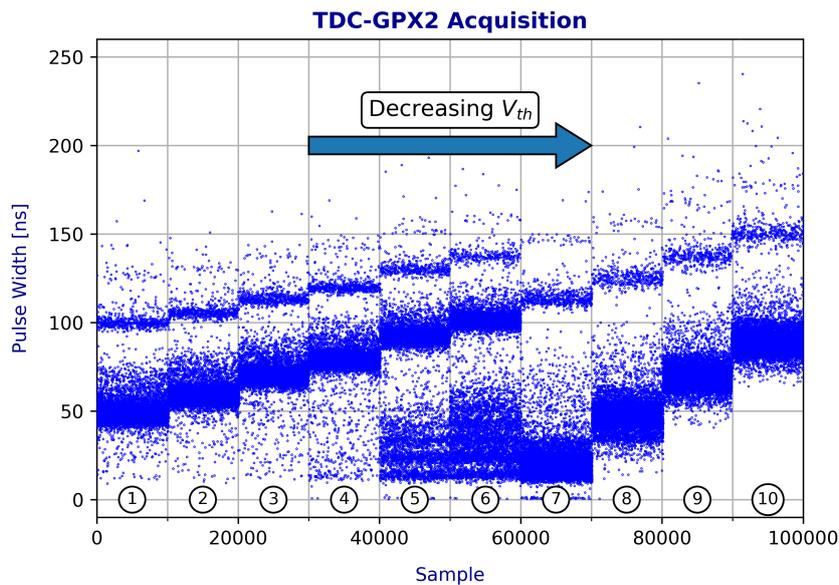


Figura 4.4: Tiempo sobre umbral para valores decrecientes de V_{th} .

TDC: Tiempo sobre umbral

En la Figura 4.4 se muestran los resultados obtenidos con el conversor Time-to-Digital operando en el modo duración de pulso y con el dispositivo sensor a oscuras. En este experimento, se realizaron 10 adquisiciones de 10^4 pulsos cada una. Para cada conjunto de 10^4 se fue disminuyendo paulatinamente la tensión V_{th} . En los primeros grupos de pulsos, el nivel de umbral fue lo suficientemente alto para que los pulsos de 1 p.e. no logran disparar la salida del comparador. En cambio, los pulsos correspondientes a 2 o más p.e. sí fueron detectados.

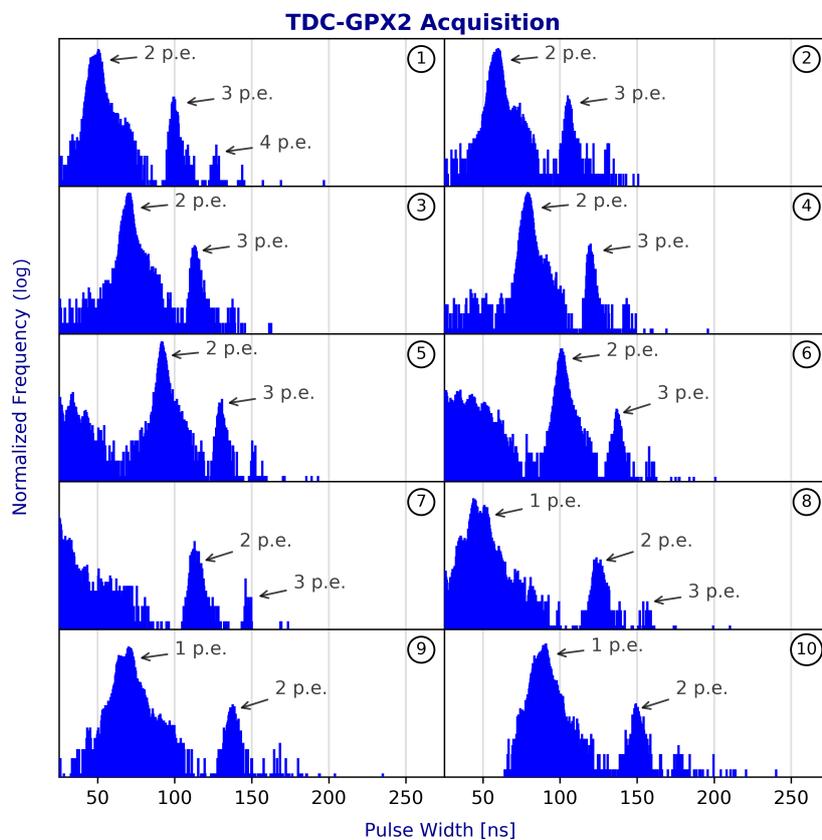


Figura 4.5: Distribución ToT para valores decrecientes de V_{th} .

La Figura 4.5 muestra los histogramas de cada conjunto de 10^4 muestras en donde, utilizando la señal de la salida analógica como referencia, se identificaron los picos correspondientes al número de microceldas disparadas. Notar que el eje horizontal de estos gráficos es el eje vertical del gráfico de la Figura 4.4. Se puede observar que la reducción de V_{th} produce que estos picos se desplacen hacia la derecha correspondiendo a lo esperado: en el caso de pulsos de polaridad positiva, un menor nivel de umbral implica un mayor ToT del pulso. Este gráfico demuestra como el ajuste de V_{th} permite modificar el rango de detección del sistema.

TDC: Tiempo entre eventos

Una prueba adicional realizada durante esta última instancia consistió en configurar el TDC en el modo para medir distancia temporal entre eventos. Junto con esto, se estableció una tensión de umbral V_{th} justo por encima del ruido tal que la salida del comparador respondiese a pulsos con amplitud de 1 o más p.e. Al igual que en el experimento anterior, se utilizó el SiPM a oscuras. En la Figura 4.6 se muestra la distribución del tiempo entre eventos consecutivos obtenida.

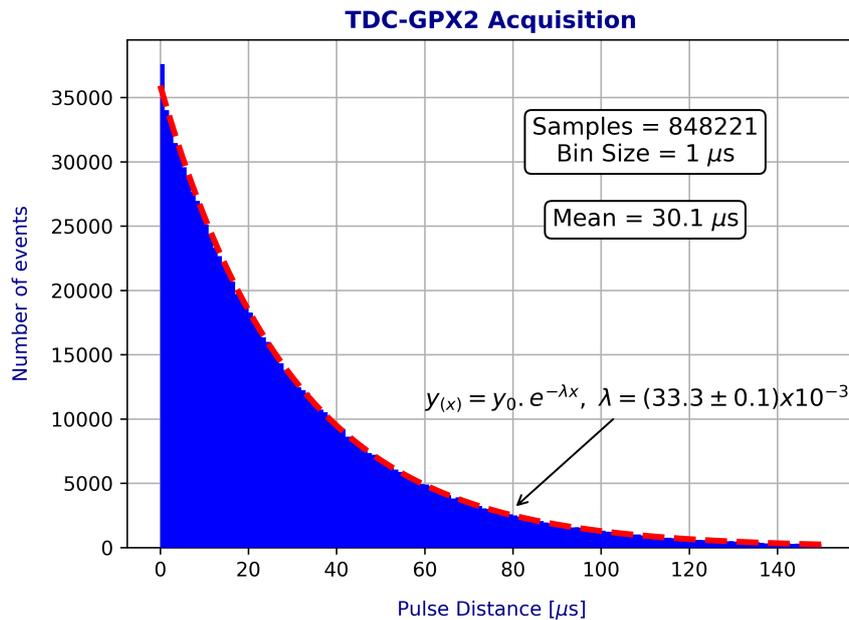


Figura 4.6: Distribución del tiempo entre cuentas oscuras y curva de ajuste exponencial.

De estos datos se derivó la tasa o frecuencia de cuentas oscuras (DCR) cuyo valor se corresponde con el reportado por la hoja de datos del sensor para la misma tensión de polarización y rango de temperatura de operación [6]:

$$DCR = \frac{1}{\text{Distancia entre pulsos promedio}} = \frac{1}{30.1 \mu s} = 33.2 \text{ kHz} \quad (4.1)$$

Por otra parte, los datos resultantes se ajustaron con una curva exponencial ($e^{-\lambda x}$). El parámetro λ resultó con una desviación estándar del 0.3%, demostrando la fidelidad del ajuste. En estadística, la exponencial es la distribución de probabilidad del tiempo entre eventos en un proceso de Poisson. Esto es un proceso en el cual los eventos ocurren continua e independientemente a una frecuencia promedio dada, y cuya propiedad principal es la de no poseer memoria [29].

En la Figura 4.7 se presenta la distribución de los tiempos de ocurrencia adquiridos para distintos períodos de muestreo y las respectivas curvas de ajuste de Poisson.

Se observa que las curvas ajustan bien a los datos experimentales. El ruido correlacionado, i.e. los afterpulses, tienen una influencia despreciable en este análisis. En la actualidad, esta naturaleza de las cuentas oscuras del SiPM esta siendo explotada para la generación de números aleatorios útiles para el desarrollo de campos como criptografía cuántica y machine learning [30].

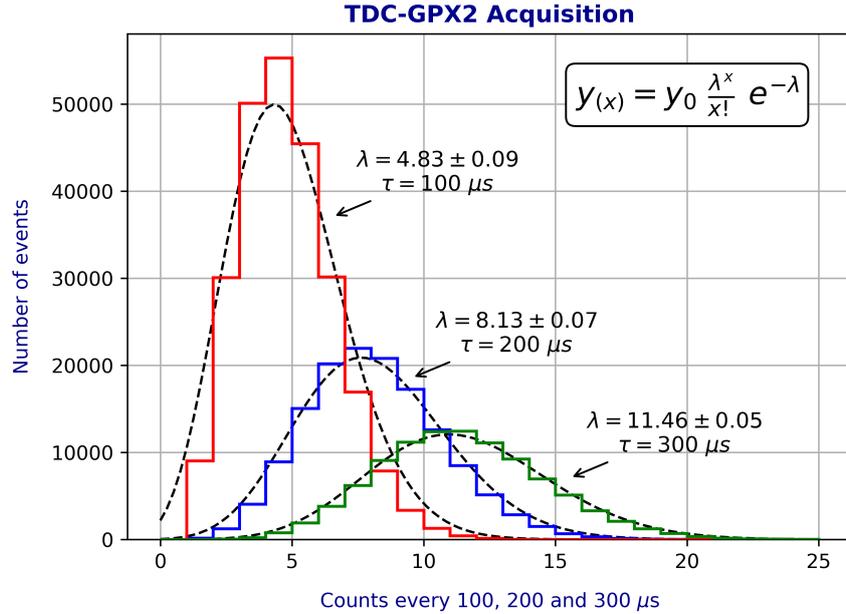


Figura 4.7: Distribución de Poisson de tiempo entre cuentas oscuras cada cierto intervalo τ .

4.3. Trabajos futuros

A continuación se proponen posibles mejoras y expansiones del sistema desarrollado, sujetas a estudios previos a su implementación, que quedaron fuera del alcance estipulado del proyecto:

- Monitoreo y control de temperatura

Como la aplicación final busca detectar eventos correspondientes a la incidencia de un único fotón, la tasa de cuentas oscuras es uno de los factores más significativos a considerar al calcular la incertidumbre de estas mediciones. Para poder cuantificar este valor es necesario conocer la temperatura, parámetro que determina el DCR. Para ello se propone, en primera instancia, incluir sensores de temperatura alrededor del SiPM para registrar su valor al momento en el que el TDC esté operando y, en una instancia más avanzada, fijar una temperatura de trabajo mediante un lazo de control que incluya los medios de refrigeración disponibles en el satélite.

- Acondicionamiento de pulsos analógicos

La probabilidad de que múltiples pulsos de la etapa analógica se superpongan aumenta junto con la duración temporal de los mismos. Cuando esto ocurre puede suceder que la señal resultante cruce el nivel de umbral solo una vez, haciendo que la etapa digital actúe como si solo hubiese ocurrido un único evento. Uno de los casos más comunes de este fenómeno es debido a los afterpulses en las microceldas del SiPM. Para reducir este efecto, se recomienda la implementación de alguna técnica de *Pulse Shaping* como, por ejemplo, el filtrado de la cola exponencial decreciente de los pulsos analógicos (Fig. 4.8).

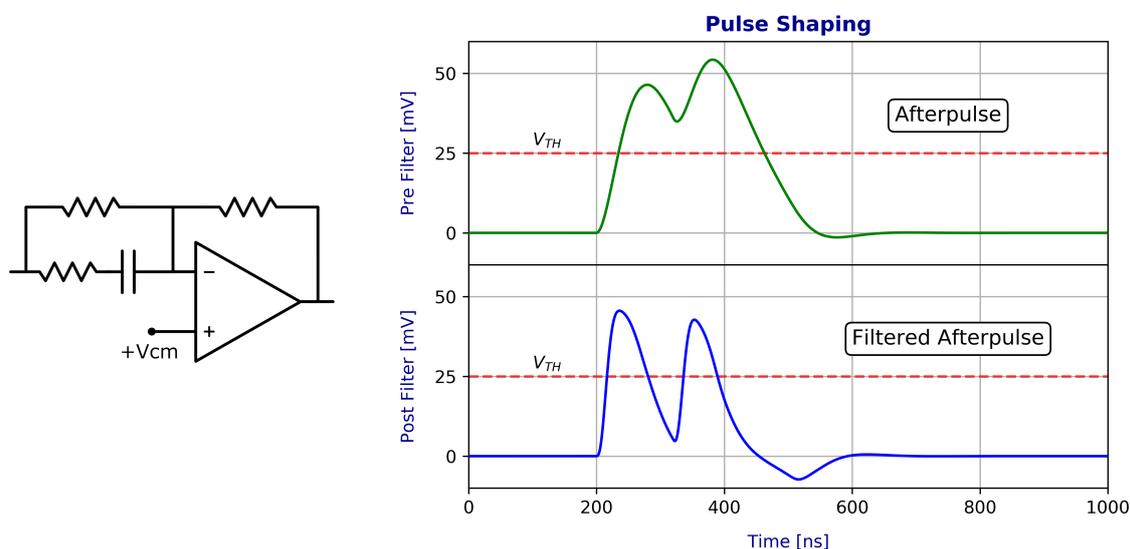


Figura 4.8: Ejemplo de circuito filtro y simulación para un evento de afterpulse.

4.4. Conclusiones

El prototipo resultado de este proyecto logró su objetivo: se consiguió un sistema capaz de adquirir y transmitir la salida del fotomultiplicador de silicio con sensibilidad y resolución suficientes para detectar eventos de un único fotón. Además, se demostró que la información digitalizada y procesada con un conversor Time-to-Digital mediante la técnica Time-over-Threshold provee un método de lectura efectivo para aplicaciones en entornos de ultra baja iluminación.

Se destacan como puntos claves en el éxito del proyecto el relevamiento previo de los requisitos necesarios para la amplificación de la señal del SiPM y la separación en etapas del sistema: el diseño, construcción y comprobación de cada una

agilizó el desarrollo y permitió un mayor entendimiento del funcionamiento de los componentes.

Por otra parte, el objetivo final de la integración en un satélite definió y guió gran parte del proceso de diseño, dejando un prototipo preparado con esta futura aplicación pero que, al mismo tiempo, es compatible con la posibilidad de nuevos desarrollos y experimentos basados en fotodetectores SiPM.

Desde un punto de vista personal, la metodología de caracterización del conjunto y sus partes, el análisis de los datos producto de las mediciones, las técnicas utilizadas en el seguimiento del proyecto y la interacción y coordinación de tareas con el resto del grupo de investigación fueron un gran aporte en el proceso de formación como ingeniero.

Apéndice A

Project Management

La etapa previa al inicio de este trabajo fue la de la planificación del proyecto. A continuación se presentan los documentos desarrollados con esa finalidad.

ACTA DEL PROYECTO	
Fecha	Nombre de proyecto
8 de Octubre de 2018	Sistema de digitalización para fotomultiplicadores de silicio (SiPM)
Fecha de inicio	Fecha tentativa de finalización
5 de Noviembre de 2018	10 de Junio de 2019
Objetivos del proyecto	
- General:	- Desarrollar un sistema prototipo para la adquisición, digitalización, procesamiento y transmisión de la señal de sensores de fotones basados en SiPM
- Específicos:	- Determinar los requerimientos necesarios para procesar la señal de salida de los sensores SiPM - Diseñar y construir un PCB con la etapa de amplificación y acondicionamiento de la señal - Desarrollar una etapa de digitalización y transmisión de datos a PC en base al chip TDC-GPX2 (Time-to-Digital Converter) y al development board GPX2-EVA-KIT - Caracterizar el comportamiento del sistema completo
Justificación	
<p>El proyecto LabOSat (CNEA/INTI/UNSAM/UBA/CONICET) tiene como objetivo desarrollar plataformas electrónicas de bajo costo, bajo peso, portátiles y configurables para distintos experimentos con dispositivos expuestos a ambientes agresivos, en particular el espacio exterior. Diseñadas para ser montadas sobre pequeños satélites, dichas plataformas cuentan con la capacidad de llevar a cabo mediciones en órbita de dispositivos con el fin de validar su utilización en órbita y probar su resistencia a la radiación.</p> <p>Dentro de este marco, LabOSat busca innovar en el campo de las investigaciones espaciales con la inclusión de tecnologías de SiPM. Esto permitirá ampliar la variedad de experimentos realizables en órbita, tanto de ciencias básicas como desarrollos tecnológicos.</p> <p>Este proyecto busca desarrollar un sistema prototipo capaz de procesar la información de los detectores SiPM con el fin de implementar estos dispositivos en la siguiente misión espacial.</p>	
Entregables finales del proyecto	
<ul style="list-style-type: none"> - Prototipo funcional de adquisición y digitalización (TDC) con comunicación USB a PC - Reporte de caracterización del sistema - Documentación del desarrollo (Manuales, esquemáticos y layouts de PCB) 	
Supuestos y restricciones	
<ul style="list-style-type: none"> - "LabOSat" proveerá los materiales previamente determinados para la construcción del prototipo - "LabOSat" dispone del entorno de desarrollo y testeo (espacio físico, instrumental de laboratorio y condiciones de testeo) 	
Aprobado por	
Dr. Federico Izraelevitch	
Ing. Marcelo Romeo	
Realizado por	
Nahuel Müller	

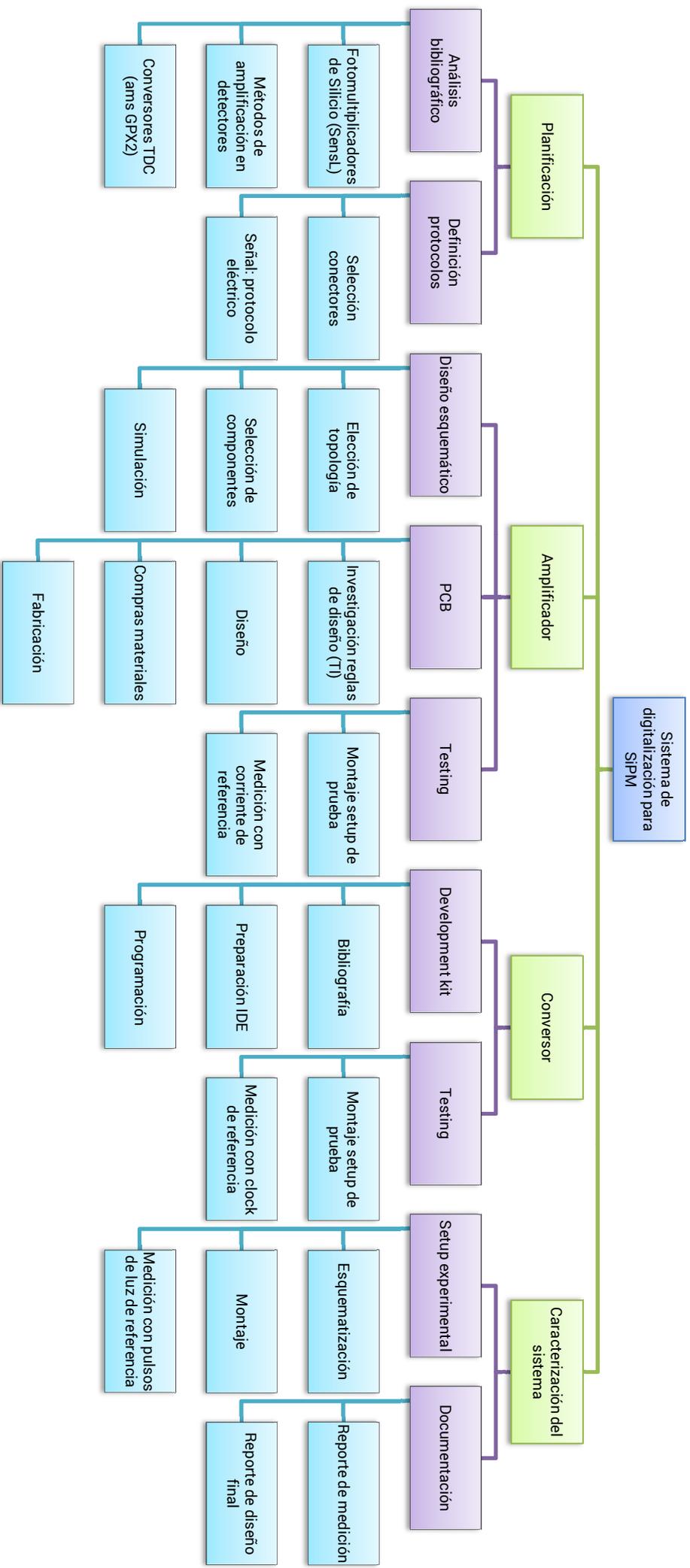
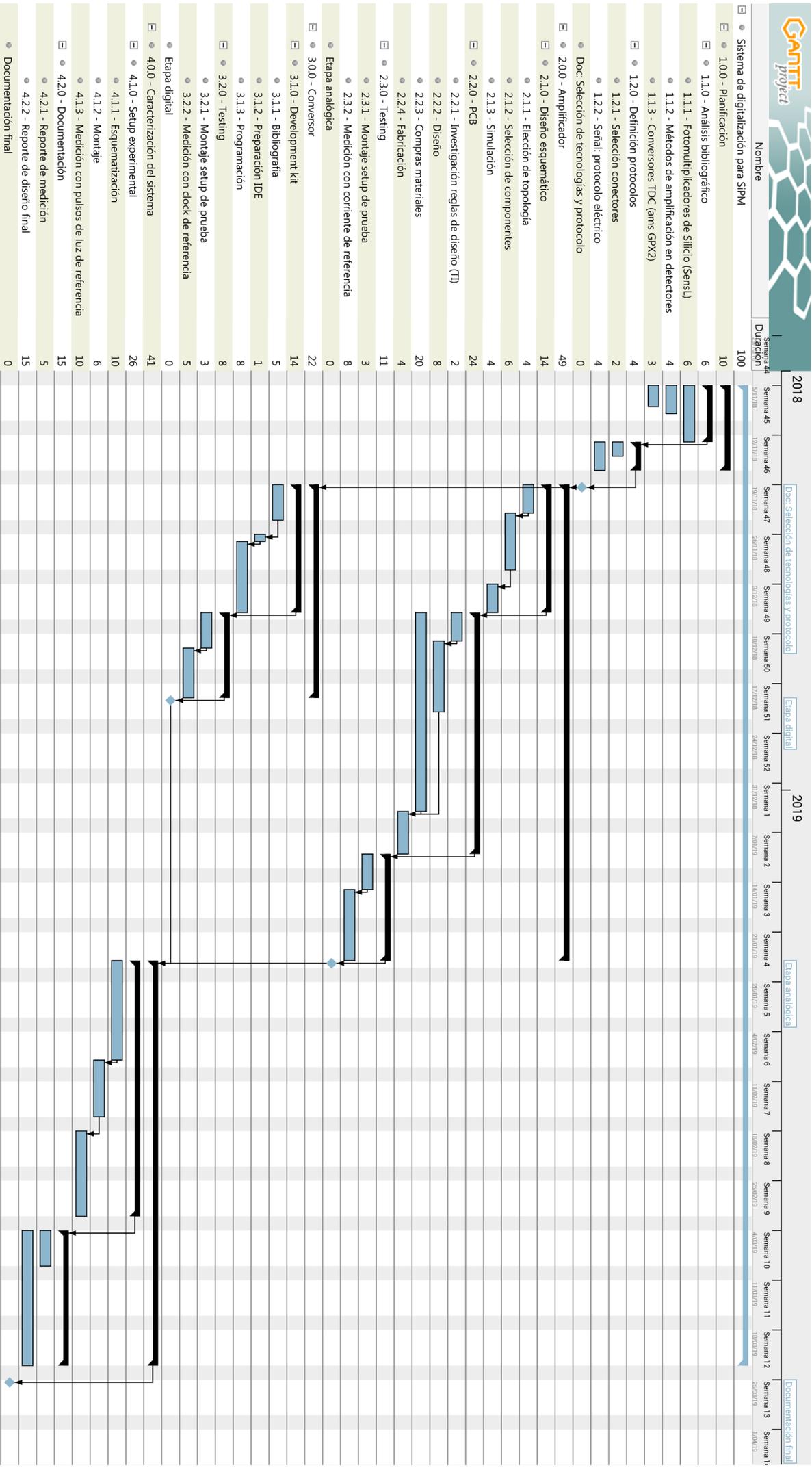


Diagrama de Gantt



Gestión de riesgos

Identificación de riesgos:

1 - Dificultades al importar componentes:

- Severidad (S): **7**. El desarrollo del hardware retrasaría el proyecto. Ya se poseen los componentes de mayor dificultad de adquisición.

- Probabilidad de ocurrencia (O): **6**. Existen varias empresas locales dedicadas exclusivamente a la importación de dispositivos electrónicos.

- Tasa de no detección (D): **3**. El hardware se requiere en etapas tempranas del proyecto.

2 - Pérdida de información de desarrollo:

- Severidad (S): **9**. No se cumpliría con parte del alcance del proyecto. Este incluye la escritura de un informe de caracterización del sistema final.

- Probabilidad de ocurrencia (O): **8**. Las tecnologías y técnicas utilizadas tienen una gran cantidad de detalles a tener en cuenta.

- Tasa de no detección (D): **8**. Se detecta en la escritura del informe final de diseño.

3 - Falla en la comunicación entre la etapa analógica del proyecto y la etapa digital diseñada por otro grupo de desarrollo:

- Severidad (S): **5**. En caso de ocurrencia, se debe rediseñar solo la etapa de comunicación.

- Probabilidad de ocurrencia (O): **8**. Existen múltiples opciones en cuanto a protocolos de comunicación aplicables en ambos proyectos.

- Tasa de no detección (D): **8**. Se detectaría recién al momento de interconectar los trabajos realizados de ambos grupos.

4 - Falla de diseño:

- Severidad (S): **9**. Requiere volver a la etapa inicial de desarrollo del diseño atrasando el proyecto.

- Probabilidad de ocurrencia (O): **5**. Las tecnologías utilizadas son nuevas pero existen diseños de referencia para aplicaciones similares.

- Tasa de no detección (D): **8**. No se puede evaluar hasta el montaje final de todas las etapas del sistema.

Tabla de gestión de riesgos y plan de mitigación:

Riesgo	S	O	D	RPN	Plan de mitigación	S*	O*	D*	RPN*
1	7	6	3	126	Búsqueda de nuevos proveedores e importadores	7	3	3	63
2	9	8	8	576	Utilización de una bitácora de desarrollo	9	4	4	144
3	5	8	8	320	Declaración de protocolos firmada por los grupos de desarrollo involucrados	5	2	8	80
4	9	5	8	360	Se divide el sistema en etapas que se puedan testear por separado	6	5	4	120

- Se indican con asterisco (*) los valores luego de la ejecución del plan de mitigación.

- Criterio adoptado: Se aplicará el plan de mitigación correspondiente a aquellos riesgos cuyo RPN supere 300.

Apéndice B

CAE 2020

El desarrollo y los resultados del proyecto fueron compilados en un paper para la 2da Conferencia Argentina de Electrónica (CAE). A continuación se adjunta el documento presentado.

SiPM Analog Front-End Electronics For Space-Borne Applications

Invited Paper

N. A. Müller^{1,2,*}, M. Cveczilberg^{1,3}, G. A. Sanca¹, F. Golmar^{1,3},
F. Izraelevitch^{1,2,3,†}, P. Levy^{2,3}.

¹ Escuela de Ciencia y Tecnología, Universidad Nacional de San Martín (UNSAM), Buenos Aires, Argentina

² Comisión Nacional de Energía Atómica (CNEA), Buenos Aires, Argentina

³ Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), Buenos Aires, Argentina

* Lead author, muller@tandar.cnea.gov.ar

† Corresponding author, fhi@unsam.edu.ar

Abstract—Silicon photomultipliers (SiPMs) are novel optoelectronic devices of solid-state technology. They have several advantages with respect to the traditional photomultiplier tubes, such as a superior Photon Detection Efficiency and time resolution. They are compact, mechanically robust, insensitive to magnetic fields and require a relatively low bias voltage, which are attractive characteristics for space-borne applications. In this work, we present the design of an Analog Front-End (AFE) Electronics for SiPMs, optimized for ultra low-light space-borne applications. The system is composed by a transimpedance amplifier and a high speed comparator with differential LVDS output for data transmission. Design considerations are discussed and the fabrication of a prototype is presented, along with analog and digital characterization measurements performed on it.

Index Terms—SiPM, Analog Front-End Electronics, Detector readout, Time-Over-Threshold

I. INTRODUCTION

A. Silicon photomultipliers

Silicon photomultipliers (SiPM) are novel opto-electronic solid-state devices. Its high Photon Detection Efficiency enables to measure single photons in the visible spectrum, with a dynamic range of three decades. Regarding its predecessors, the traditional photomultiplier tubes (PMT), they are more compact, mechanically robust, insensitive to magnetic fields and require a relatively low polarization voltage [1].

The potential fields of application for SiPMs goes from basic science to technology development, from Elemental Particle Physics to diagnostic imaging of nuclear medicine [2] and quantum cryptography [3]. For the detection of ionizing radiation, SiPMs are coupled to scintillating materials. In this arrangement, the SiPMs detect the scintillation photons produced by the radiation. In the case of Astroparticle Physics, for example, SiPMs are used to detect the fluorescence produced by the interaction of cosmic rays in the atmosphere [4]. In the case of chemistry and biology, these sensors are used to detect fluorescence in photochemical markers [5].

B. SiPM micro structure

Silicon photomultipliers are solid-state single-photon-sensitive devices based on an array of Single-Photon

Avalanche Diodes (SPADs). SPADs are designed to operate at high inverse polarization, with a wide depletion zone. In this zone, incident photons can trigger an avalanche that is translated as a current pulse at the device output. The dimension of each single SPAD can vary from ~ 10 to $100 \mu\text{m}$, and their density can be up to about 1×10^4 SPADs per square millimeter [6]. In SiPMs, SPADs operate in Geiger mode (discharge mode). The supply voltage will depend on the SPAD technology used, and typically varies between 20 V and 100 V, tens of times lower than the voltage required for traditional PMT operation. In the case of the ON Semiconductor SiPMs used in this work, every SPAD has a decoupling capacitor and a polysilicon quenching resistor. These three components comprise what it is called a *microcell*, as can be seen circled in Figure 1a. Figure 1b shows a micrograph of an SiPM, with an array of $35 \mu\text{m}$ microcells, along with the wire bonding in the top left corner.

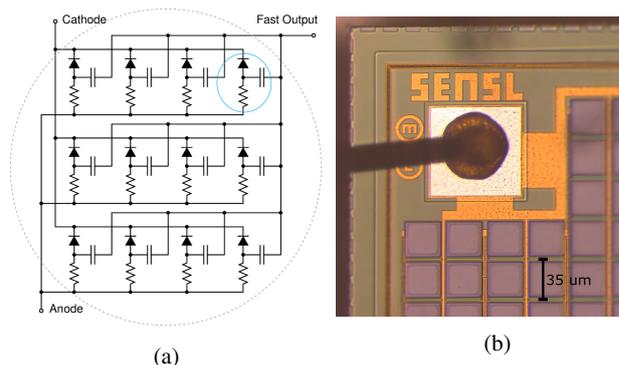


Fig. 1: (a) Simplified schematic of the SiPM microcells arrangement (schematic extracted from Ref. [7]). Microcells are connected in parallel producing an output equal to the sum of the generated currents on each microcell. (b) MicroFC-10035-SMT-C1 microscope photograph. Microcell structures of $35 \mu\text{m}$ and device anode wire bonding (top left of the photograph) can be seen.

Due to historical reasons, a single-microcell discharge pulse

is said to be originated by a photoelectron (instead of by a photon), and it is abbreviated p.e. The SiPM works in digital/switching mode, i.e. a microcell is discharged or not. From the circuitual point of view, the output of a microcell is a current pulse. Despite this fact, SiPMs are analog devices because the number of microcells in a device goes from a few hundreds to a few thousands, all connected in parallel (Fig. 1a). This makes possible to generate signals with a dynamic range that goes from a single photon (only one microcell is discharged) up to 1000 photons in a device of an area of just 1 mm^2 .

In addition to the output pulses generated by detected photons, microcells can be triggered by charge carriers generated either thermally or by the tunnel effect [8]. These pulses are called Dark Counts, because they occur in the absence of light. The electrical response of a Dark Count is exactly the same to the one produced by a detected photon. As consequence, it is not possible to determine whether a pulse was originated by a real photon or by a Dark Count. The Dark Count Rate (DCR) strongly increases with bias voltage and temperature and it represents the primary source of noise of these devices. In addition, the SiPMs also have correlated noise, that occur by two mechanisms:

- *Crosstalk*: An avalanche in one microcell produces photons that can trigger neighbor microcells. Manufacturers try to reduce this effect at the microfabrication stage with the inclusion of trenches between microcells. This strategy, however, has the counter effect of decreasing the active area and consequently the Photon Detection Efficiency.
- *Afterpulses*: During an avalanche, the generated carriers can be trapped on energy levels due to lattice defects in the device and, when released, produce delayed secondary pulses.

C. LabOSat project

Acronym for “Laboratory-On-a-Satellite”, the LabOSat project is a collaboration which aims to increase the TRL

of novel electronic components and sensors through characterization experiments in satellite missions [9]. To achieve this goal, a platform comprised of a single-electronic board (called LabOSat-01) which harbors the Devices Under Test was developed [10]. The board was space-qualified through thermal cycling and thermal shocks under vacuum, mechanical shocks in a shaker, irradiation with high-energy protons and thermal neutrons [11]. LabOSat missions are developed in the NewSats satellites of the Argentinian company Satellogic [12], that operate Low Earth Orbit at approximately 500 km. Since 2014, the LabOSat collaboration successfully integrated seven boards in six different Satellogic satellites. Each board remained operational during their respective satellite mission.

D. SiPM validation for space-borne applications

Space agencies have identified photon-counting sensors as a key component for future space-borne instrumentation [13]. The LabOSat collaboration is developing a program to validate the use of SiPMs in space-borne applications, by the increase of the Technology Readiness Level (TRL). The TRL is a scale from 1 to 9 that estimates the maturity of a technology, with 1 meaning that the basic principles have been observed and reported, and 9 that the actual system has been “flight proven” through successful mission operations [14]. Currently, we have integrated four SiPMs in two LabOSat-01 boards (two SiPMs in each board) into a Satellogic NewSat, in order to perform electrical characterization experiments in DC-current mode. This Payload has passed a shaker test that the whole satellite underwent, and it is producing the expected results after it. The estimated launching date is January 2020 [15].

Our next step in the SiPM validation program is the development of an instrument based on one SiPM working in the photon counting regime. The objective of this instrument is the measurement the photon flux arriving to the satellite from the nadir direction, from different sources. One of the efforts we are doing in this direction, is the development of an Analog Front-end Electronics (AFE) for SiPM pulses. In this work, we report on the design, fabrication and characterization of a laboratory prototype of the AFE. The design was done

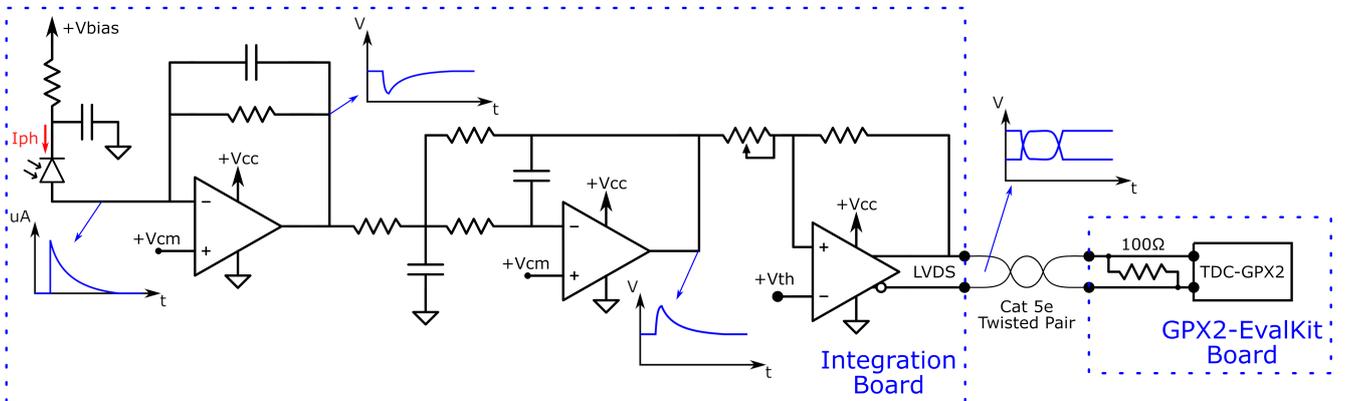


Fig. 2: Schematic circuit of the AFE. The TDC-GPX2 board connection and expected waveforms at each circuit block are also displayed.

considering the future usage in the satellite mission. In the next Section we describe the design of the AFE, with its different circuit blocks and stages. Then, in Section III we show the preliminary results obtained in characterization measurements and, in Conclusions, we discuss our future plans on this front of our program.

II. ANALOG FRONT-END ELECTRONICS DESCRIPTION

To achieve the single-photon sensitivity required on ultra low-light applications, a high-gain, high-bandwidth amplifier is needed. Although the intrinsic SiPM gain increases with the bias voltage, the latter can not be set arbitrarily high because it also affects the DCR. In this kind of application, in order to be able to detect low photon-flux levels, the DCR is a critical parameter that has to be minimized. Figure 3 shows the amplitude of a pulse produced by a single p.e. at the output of the AFE (left plot), and the DCR (right plot) as a function of the SiPM bias voltage. As both parameters increase linearly with the bias voltage, the selection of the bias voltage level is a compromise.

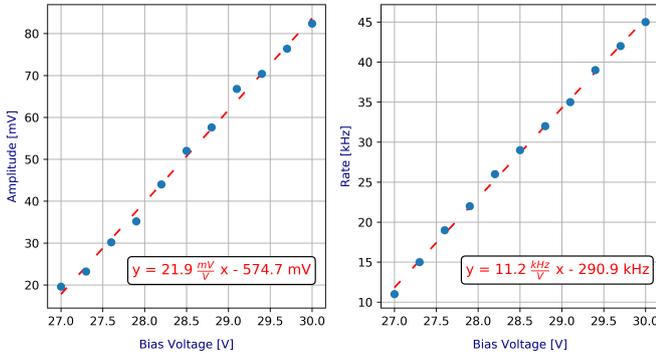


Fig. 3: Measured pulse peak amplitude at the output of the AFE (left plot) and DCR (right plot) as a function of SiPM bias voltage. As expected, both parameters increase with the polarization. Trend lines are also shown.

In Figure 2, an schematic overview of the circuit is presented. The whole architecture was implemented on a single PCB that includes the SiPM sensor (MicroFC-10035-SMT-C1, from ON Semiconductor), and it is divided into two stages: an analog signal-conditioning stage and the digital discriminator stage. The analog stage includes two circuit blocks: a TransImpedance Amplifier (TIA) and a filter. In the first block of the analog stage, the TIA topology was implemented using an OPA656 from Texas Instruments. The JFET input of this OpAmp provides a low input-bias current which allows the measurement of the generated current of a single-photon event ($\lesssim 10 \mu\text{A}$). The feedback loop includes a resistor that sets the gain of the block and a capacitor for stability compensation. The values of these components were selected using the Barkhausen stability criterion [16]. The circuit also includes an RC bias filter at the photosensor cathode in order to attenuate any high frequency component in the system power supply. This circuit block was designed to have a gain around 83.3 dB. To minimize the number of power supplies of the future Payload that includes the presented AFE,

the implementation of the circuit was designed to work with a single supply source. In this way, we avoided the need of the negative bias of the OpAmps. This was achieved by setting a common mode voltage derived from the positive supply at the positive input of the OpAmp, ensuring that the OpAmp operates in its linear region.

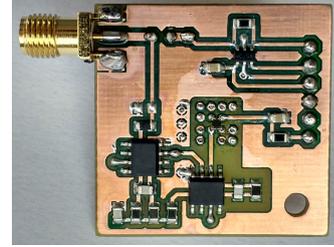


Fig. 4: Assembled prototype photograph. The SiPM is at the center of the circuit. To reduce parasitic capacitance, the ground plane under the SiPM and the amplifier input was removed.

The TIA is followed, in the second circuit block, by an inverting amplifier with lower gain, implemented as a multiple-feedback low-pass filter. This topology was chosen to invert the signal polarity and to mitigate radio frequency noise above 95 MHz that might be picked up on the input of the AFE.

The digital stage is based on a high-speed comparator based on the integrated circuit LMH7220. The output of this device is an LVDS standard, which enables the transmission of the digital data pulses over a twisted pair cable. The differential signaling scheme provides the flexibility to interconnect to a separate digital readout board, without the need to be close to the sensor. This will provide flexibility at the time of the design the whole Payload structure for the satellite application. To avoid erratic triggering caused by noise, a comparator feedback loop was implemented with a variable resistor divider. Thus, part of the digital output is added to the actual analog input, which provides an adjustable hysteresis to this stage.

In Figure 4, a photograph of the prototype is presented. The circuit was developed as a double-sided PCB using RF layout design guidelines [17] and includes two interface connectors: an SMA connector to measure the signal at output of the analog stage for debugging and measurement purposes, and a 6-pinhead connector that provides power supply for the ICs, bias voltage for the SiPM, comparator threshold voltage and the LVDS output of the digital stage. Around the SiPM, a set of thermal vias were placed, in order to maximize the heat transfer to the sensor for cooling purposes. Every integrated circuit has a decoupling capacitor between its supply and ground, to filter high frequencies components on the power rail. To reduce parasitic capacitance, the ground plane under the SiPM and the amplifier input was removed.

III. CHARACTERIZATION MEASUREMENTS AND RESULTS

A. Waveform generator-excited measurements

The dynamic range and step response of the analog stage (the first two first circuit blocks of the AFE) were obtained with the SiPM unmounted, using a waveform generator (Siglent SDG2082X) and a 200-MHz oscilloscope (Siglent SDS2204X). A voltage signal produced by the waveform generator was injected through a known resistor at the input of the AFE. The output of the analog stage was measured through the SMA connector. In Figure 5, the output voltage as a function of input current generated with a slow ramp is presented. From it, the analog front-end gain (in its linear region) was determined as $G_{\text{Front-end}} = 82.8 \text{ dB}$. The common mode output voltage was set at $V_{\text{CM}} \sim 1.5 \text{ V}$.

In Figure 6, the system response to a current step input of around $10 \mu\text{A}$ is shown. From this data, an estimation of the stage bandwidth was made as $f_{(-3\text{db})} = \frac{0.35}{t_{\text{rise}}} = \frac{0.35}{68.2 \text{ ns}} = 5.13 \text{ MHz}$.

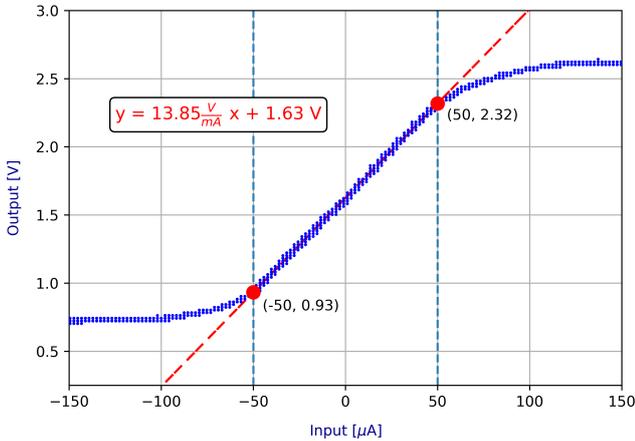


Fig. 5: Dynamic range of the analog stage (i.e. output voltage as a function of the input current). The trend-line slope is consistent with the expected gain.

B. SiPM-excited analog output measurements

Subsequent tests were made with the SiPM mounted. The circuit was placed inside a 3D-printed light-tight box to measure Dark Counts. Although Dark Counts is an undesired effect of these sensors, they provide a good source of signals that can be used for calibration purposes, without the need of using real photons. In Figure 7 we show oscilloscope traces of the analog stage of the AFE, with pulses in which one to five microcells were triggered. The smallest-amplitude pulse corresponds to a single p.e. level produced by a Dark Count, i.e. only one microcell was triggered. The amplitudes of the other pulses are multiples of the Dark Count pulse, and are produced by Crosstalk. An Afterpulse can be also seen at $t \sim 350 \text{ ns}$.

The charge distribution of SiPM pulses conditioned by the analog stage of the AFE was studied. A signal digitizer (CAEN DT5751) was connected to the output of the analog stage of the

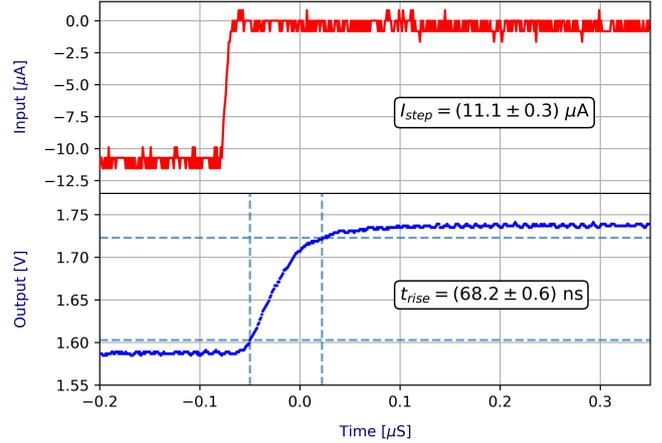


Fig. 6: Analog-stage small-signal step response. The rise time (10 to 90 %) is inversely proportional to the bandwidth of the circuit.

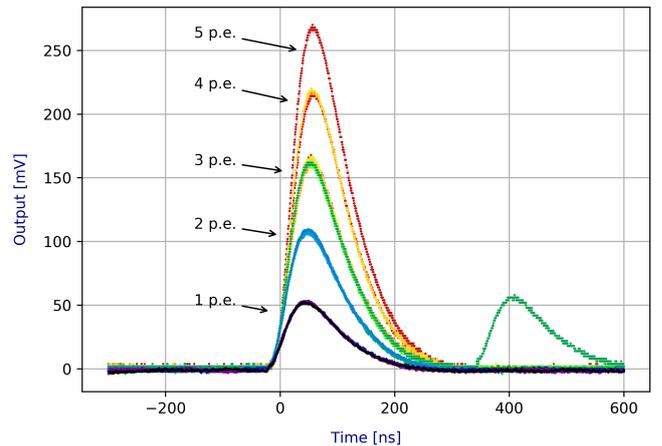


Fig. 7: Oscilloscope traces of the analog stage of the AFE, showing pulses with several number of microcells triggered. The time scale is referenced to the trigger time.

AFE, and a set of about 10^5 waveforms of 400 ns of duration was acquired. For each waveform, the area of the pulse was determined using an offline script written in C++/ROOT [18]. Figure 8 is a histogram of the area of each acquired pulse, normalized to the area of 1 p.e. This plot is also known as the *finger spectrum* and it shows different peaks, each representing the trigger of a discrete number of microcells. The vast majority of the pulses corresponds to a Dark Count, which is the primary noise source. At the right of the 1 p.e. peak, a shoulder can be seen, produced by Afterpulses. Afterpulses that occur before the fired microcell is recharged produce pulses of partial amplitude [19]. Peaks that correspond to 2, 3 and 4 p.e. can be seen, which are due to Crosstalk events (see Section I-B). Although this measurement was done in the dark, i.e. no real photons were detected, this quantized response is expected when detecting a discrete number of photon.

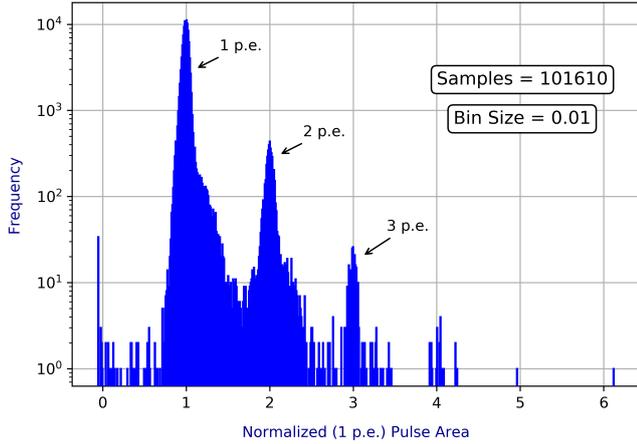


Fig. 8: Histogram of the area of SiPM pulses acquired with a waveform digitizer at the output of the analog stage of the AFE. The horizontal axis was normalized to the area of a pulse of 1 p.e.

C. Digital output measurements

In the digital stage of the AFE, the output of the comparator stays high as long as the signal input is above a threshold level. In the top plot of Figure 9 we show oscilloscope traces acquired in AC mode (rejecting the common mode) of analog pulses at the comparator input, of amplitudes of 1, 2 and 3 p.e., along with the discrimination level of $V_{TH} = 16.5$ mV. The bottom plot shows the difference of the comparator LVDS output acquired with the oscilloscope, each terminated with a 100Ω resistor as specified by the standard. In the middle plot, both Q and NQ outputs are shown. From the plots, it can be seen that there is a relation between the number of p.e. and the Time-over-Threshold (ToT). Therefore, the number of detected p.e. can be identified by measuring the ToT of a pulse.

To implement the ToT method, a Time-to-Digital Converter ASIC (TDC-GPX2 from AMS) was used. The TDC is able to measure the pulse arrival time and the pulse width. Using a TDC-GPX2 evaluation board, we acquired about 10^5 pulsed with no illumination, i.e. Dark Counts and its correlated noise. Figure 10 shows the pulse width distribution, measured with by ToT feature of the TDC. As expected, the pulse width does not scale linearly with the number of p.e. Because of the pulse shapes, the difference between the ToT of 1 and 2 p.e. is larger than the one between 2 and 3 p.e. Nevertheless, by measuring the ToT, pulses of a few photons can be easily distinguished with this technique.

IV. CONCLUSIONS

We have presented the design of an Analog Front-End (AFE) electronics for SiPM sensors, that includes an analog signal-conditioning and a digital discriminator stages. We fabricated a prototype of the design, and performed electrical-characterization measurements on it. We excited the circuit both with a waveform generator, and using the SiPM itself with no illumination (Dark Counts and correlated noise). The presented measurement results demonstrated that the implemented circuit has gain, bandwidth and signal-to-noise ratio

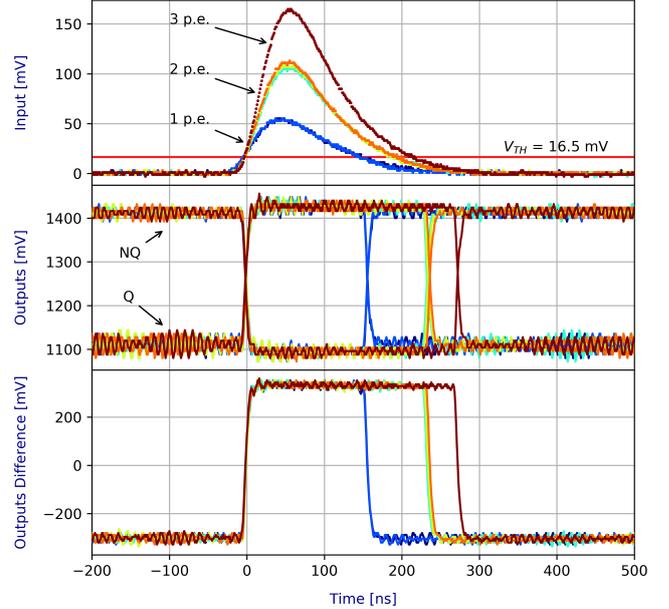


Fig. 9: Top plot: analog signals at the input of the comparator stage, corresponding to 1, 2 and 3 p.e. Middle plot: Q and NQ LVDS outputs. Bottom plot: Difference of the Q and NQ LVDS outputs. The output of the comparator stays high as long as the signal input is above the threshold level.

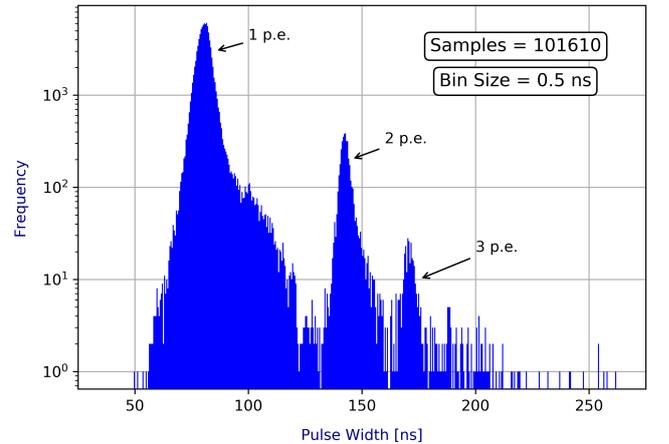


Fig. 10: Time over threshold histogram. The pulse width was acquired on a TDC-GPX2 evaluation board with 10 ps resolution.

appropriate to resolve single-photon events. We connected the output of the AFE to a Time-to-Digital Converter evaluation board and we produced Time-over-Threshold distribution of acquired pulses. The AFE is able to resolve events up to a few photons by this technique, which is an effective readout method for ultra low-light applications.

Currently, we are working on the decrease of the power consumption, and PCB size. Another front of work is the implementation of a thermal instrumentation and control system, to reduce and stabilize the SiPM temperature, in order to decrease the Dark Counts. This efforts are aligned with the integration of SiPMs into the upcoming LabOSat missions.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank A. Di Donato for the advice on PCB design, to F. Müller for the help with the 3D printed structures design, and to the “Micro and nano technology Department” of the National Atomic Energy Commission of Argentina (CNEA), for allowing us the use of their facilities. The authors acknowledge financial support from ANPCyT PICT 2017-0984 “Componentes Electrónicos para Aplicaciones Satelitales (CEPAS)” and UNSAM-ECyT FP-001. N.A.M. acknowledges financial support of a fellowship from the “Programa Estratégico de Formación de Ingenieros (PEFI)”, National Ministry of Education of Argentina.

REFERENCES

- [1] *Final SENSE roadmap*. URL: <https://www.sense-pro.org/documents/roadmap>.
- [2] Stefan Seifert et al. “First characterization of a digital SiPM based time-of-flight PET detector with 1 mm spatial resolution”. In: *Physics in Medicine and Biology* 58.9 (Mar. 2013), pp. 3061–3074.
- [3] Jianming Lin et al. “True random number generation based on arrival time and position of dark counts in a multichannel silicon photomultiplier”. In: *Review of Scientific Instruments* 90.11 (2019), p. 114704.
- [4] Andreas Haungs. “Towards a SiPM based fluorescence camera for JEM-EUSO”. In: *PoS ICRC2015* (2016), p. 643.
- [5] M. F. Santangelo et al. “Silicon photomultipliers applications to biosensors”. In: *Silicon Photonics IX*. Ed. by Joel Kubby and Graham T. Reed. Vol. 8990. International Society for Optics and Photonics. SPIE, 2014, pp. 164–169.
- [6] *C-Series: Low Noise, Blue-Sensitive Silicon Photomultipliers*. Rev. 3.0. SensL. Apr. 2018.
- [7] *Technical Note - Introduction to SiPM*. Rev. 6.0. SensL. Feb. 2017.
- [8] P. Seitz. “Fundamentals of Noise in Optoelectronics”. In: *Single-Photon Imaging*. Vol. 160. Springer Series in Optical Sciences. Berlin, Heidelberg: Springer, 2011.
- [9] URL: <https://labosat.unsam.edu.ar>.
- [10] M. Barella et al. “LabOSat: Low cost measurement platform designed for hazardous environments”. In: *2016 Seventh Argentine Conference on Embedded Systems (CASE)*. Aug. 2016, pp. 1–6. DOI: 10.1109/SASE-CASE.2016.7968107.
- [11] Mariano Barella. “Dispositivos de memoria basados en TiO₂: fabricación y caracterización en ambientes hostiles mediante un controlador dedicado,” PhD thesis. Universidad Nacional de General San Martín, Comisión Nacional de Energía Atómica, 2018.
- [12] *Satellogic*. URL: <https://satellogic.com/>.
- [13] NASA. *2020 NASA Technology Taxonomy*. URL: <https://techport.nasa.gov/view/taxonomy>.
- [14] NASA. *Definition Of Technology Readiness Levels*. URL: esto.nasa.gov/files/trl_definitions.pdf.
- [15] M. Barella et al. “Silicon Photomultiplier characterization on board a satellite in Low Earth Orbit”. In: *SiPM workshop: from fundamental research to industrial applications, Bari, Italia, October 2019*. 2019.
- [16] *Stabilize Your Transimpedance Amplifier*. Application Note 5129. Maxim Integrated Products, Inc. Feb. 2012.
- [17] *High-Speed Layout Guidelines*. Application Report SCAA082A, Rev. A. Texas Instruments Inc. Aug. 2017.
- [18] *ROOT a Data analysis Framework*. URL: <https://root.cern.ch/>.
- [19] G Gallina et al. “Characterization of the Hamamatsu VUV4 MPPCs for nEXO”. In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 940 (2019), pp. 371–379.

Glosario

APD	Avalanche Photodiode
BJT	Bipolar Junction Transistor
BW	Bandwidth
CMOS	Complementary Metal-Oxide Semiconductor
DCR	Dark Count Rate
FET	Field-Effect Transistor
FIFO	First In, First Out
FPGA	Field-Programmable Gate Array
GBW	Gain-Bandwidth Product
LabOSat	Laboratory-On-a-Satellite
LVDS	Low-Voltage Differential Signaling
MSPS	Million Samples Per Second
NIA	Non-Inverting Amplifier
OpAmp	Operational Amplifier
PCB	Printed Circuit Board
p.e.	Photoelectron
PMT	Photomultiplier Tube
SiPM	Silicon Photomultiplier
SPAD	Single-Photon Avalanche Diode
SPI	Serial Peripheral Interface
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
TDC	Time-to-Digital Converter
TIA	Transimpedance Amplifier
ToT	Time-Over-Threshold
V_{cm}	Common-Mode Voltage
V_{th}	Threshold Voltage

Bibliografía

- [1] S. Gundacker. *Practical Guide to Using SiPMs*. Jun. de 2015. URL: http://azusa.shinshu-u.ac.jp/~coterra/Practical_Guide_to_Using_SiPMs_VF.pdf (visitado 02-10-2019).
- [2] P. Seitz. «Fundamentals of Noise in Optoelectronics». En: *Single-Photon Imaging*. Vol. 160. Springer Series in Optical Sciences. Berlin, Heidelberg: Springer, 2011.
- [3] E. Charbona y col. «Design Rules for Quantum Imaging Devices: Experimental Progress Using CMOS Single Photon Detectors». En: (ago. de 2006).
- [4] *Technical Note - Introduction to SiPM*. Rev. 6.0. SensL. Feb. de 2017.
- [5] *Microcell Construction*. KETEK GmbH. URL: <https://www.ketek.net/sipm/technology/microcell-construction/> (visitado 02-10-2019).
- [6] *C-Series: Datasheet*. Rev. 3.0. SensL. Abr. de 2018.
- [7] *C-Series: User Manual*. Rev. 2.0. SensL. Mar. de 2017.
- [8] A. Ghassemi, K. Kobayashi y K. Sato. *A technical guide to silicon photomultipliers (MPPC)*. Hamamatsu Photonics K.K. Ene. de 2018.
- [9] *Compensate Transimpedance Amplifiers Intuitively*. Application Report SBOA055A, Rev. A. Texas Instruments Inc. Mar. de 2005.
- [10] *LTspice — Design Center — Analog Devices*. URL: <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>.
- [11] *Operational Amplifiers (Op Amps) — Products — Amplifiers — TI.com*. Texas Instruments Inc. URL: <http://www.ti.com/amplifier-circuit/op-amps/products.html> (visitado 02-10-2019).
- [12] *OPA656 Wideband, Unity-Gain Stable, FET-Input Operational Amplifier*. Texas Instruments Inc. Sep. de 2015.
- [13] T. Jr. Schubert y E. Kim. *Fundamentals of Electronics, Book 4: Oscillators and Advanced Electronics Topics*. Synthesis Lectures on Digital Circuits and Systems. Morgan & Claypool, 2016.

- [14] *Stabilize Your Transimpedance Amplifier*. Application Note 5129. Maxim Integrated Products, Inc. Feb. de 2012.
- [15] N.S. Nise. *Control Systems Engineering*. Wiley, 2014.
- [16] *CWDFN4 1.5x1.8, 0.8P*. ON Semiconductor. Jul. de 2018.
- [17] *Technical Note - Handling and Soldering of MLP (SMT) Sensors*. Rev. 3.1. SensL. Nov. de 2017.
- [18] Autodesk Inc. *EAGLE — PCB Design Software — Autodesk*. URL: www.autodesk.com/products/eagle/overview (visitado 26-10-2019).
- [19] *PCB Prototyping, MITS FP-21T Preciso*. MITS Electronics. URL: http://www.mitspcb.com/edoc/fp21t_p.htm (visitado 02-10-2019).
- [20] *High-Speed Layout Guidelines*. Application Report SCAA082A, Rev. A. Texas Instruments Inc. Ago. de 2017.
- [21] L. Riobo y col. «Wideband Transimpedance Amplifiers for Optoelectronics: Applications to Dynamic Interferometry». En: *Revista elektron* 1.1 (2017).
- [22] *LMH7220 High Speed Comparator with LVDS Output*. Texas Instruments Inc. Mayo de 2013.
- [23] R. Moghimi. *Curing Comparator Instability with Hysteresis*. Analog Devices, Inc. Nov. de 2000.
- [24] Wikipedia contributors. *Time-to-digital converter - Wikipedia*. 2004. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Time-to-digital_converter (visitado 07-11-2019).
- [25] *TDC-GPX2: 4-Channel Time-to-Digital Converter*. v1.01. ams. Oct. de 2016.
- [26] ams AG. *ams Start — ams*. URL: <https://ams.com/ams-start> (visitado 07-11-2019).
- [27] *TDC-GPX2: Standard Board GPX2-EVA-KIT*. v4.00. ams. Oct. de 2018.
- [28] *AN-1534 Demo Board LMH7220 High Speed LVDS Comparator*. Application Note SNOA478A. Texas Instruments Inc. Mayo de 2013.
- [29] Wikipedia contributors. *Exponential distribution*. 2004. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Exponential_distribution (visitado 07-11-2019).
- [30] J. Lin y col. «True random number generation based on arrival time and position of dark counts in a multichannel silicon photomultiplier». En: *Review of Scientific Instruments* 90.11 (2019), pág. 114704. DOI: 10.1063/1.5109034.