

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE  
CARACTERIZACIÓN PARA LOS  
FOTOMULTIPLICADORES DE SILICIO (SIPM) DEL  
TELESCOPIO DE MUONES (MUTE)**

JUAN CARLOS SÁNCHEZ VILAFRADES

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE  
TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA

2020

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE  
CARACTERIZACIÓN PARA LOS  
FOTOMULTIPLICADORES DE SILICIO (SIPM) DEL  
TELESCOPIO DE MUONES (MUTE)

JUAN CARLOS SÁNCHEZ VILAFRADES

*Trabajo de grado para optar al título de  
Ingeniero Electrónico*

Director  
JESÚS PEÑA RODRÍGUEZ  
PhD. (c) en Física

Codirector  
LUIS ALBERTO NÚÑEZ  
PhD. en Ciencias

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE  
TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA

2020

*Dedicado a  
Dylan Cruz, por convertirse un símbolo de lucha por  
la defensa de la educación pública en Colombia.*

*A todos los líderes sociales y defensores de derechos  
humanos asesinados en Colombia.*

**Juan Carlos Sánchez Villafrades**

## Agradecimientos

A **Jesús Peña**, por su valiosa asesoría durante todo este tiempo, sus acertados consejos, sus conocimientos compartidos y especialmente por motivarme a divulgar los resultados de este proyecto en diferentes espacios.

A el profesor **Luis Núñez**, por su contribución y sus correcciones. Por utilizar parte de su tiempo para asistir a los seminarios en donde se dio forma a este y muchos otros proyectos.

Al Grupo **Halley**, por ser no solo un espacio de estudio, sino un grupo de personas valiosas que me apoyaron y aconsejaron durante mi proceso de formación.

A mi **familia**, por hacer tantos sacrificios para que yo pudiera estudiar, por su amor, su apoyo incondicional y su infinita paciencia.

A **Laura**, por apoyarme y darme ánimo en los momentos más difíciles y por llenarme de su amor y alegría.

A **Carlos y Cesar**, por acompañarme durante tantos momentos, ser mis tutores, consejeros y ofrecerme su valiosa amistad.

# TABLA DE CONTENIDO

<b>INTRODUCCIÓN</b>	<b>17</b>
<b>1 OBJETIVOS</b>	<b>20</b>
1.1 OBJETIVO GENERAL	20
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	20
<b>2 PREFACIO</b>	<b>21</b>
<b>3 EL TELESCOPIO DE MUONES MUTE</b>	<b>22</b>
<b>4 FOTOMULTIPLICADORES DE SILICIO</b>	<b>24</b>
4.1 UNIÓN PN	24
4.2 ESTRUCTURA GAPD	25
4.3 EL FOTOMULTIPLICADOR DE SILICIO	28
4.3.1 Parámetros de rendimiento	29
4.3.1.1 Sobre-voltaje.	30
4.3.1.2 Ganancia.	30
4.3.1.3 Eficiencia de detección.	31
4.3.1.4 Rango dinámico y linealidad.	31
4.3.2 Ruido en SiPMs.	32
4.3.3 Dependencia de la temperatura.	33
<b>5 MÓDULOS DE MEDICIÓN</b>	<b>36</b>
5.1 VOLTAJE DE RUPTURA EN FUNCIÓN DE LA TEMPERATURA	36
5.1.1 Control de temperatura.	36
5.1.1.1 Módulos Peltier.	37
5.1.1.2 Driver IR2110.	39
5.1.1.3 Puente H.	40
5.1.1.4 Optoacoplamiento.	41

5.1.1.5	Regulador de voltaje.	42
5.1.1.6	Sensor de temperatura.	42
5.1.1.7	Microcontrolador Atmega 328P.	43
5.1.1.8	Sistema FOPDT.	44
5.1.1.9	Controlador PID.	46
5.1.2	Circuito de medición de corriente.	52
5.1.2.1	Análisis de Ruido del nanoamperímetro.	55
5.1.3	Fuente de polarización del SiPM.	58
5.2	MÓDULO DE CARACTERIZACIÓN DEL FOTÓN EQUIVALENTE Y LA GANANCIA.	59
5.2.1	Fuente de luz pulsada.	61
5.2.2	Sistema de adquisición de datos.	63
5.3	RUIDO EN SIPMS	64
<b>6</b>	<b>RESULTADOS</b>	<b>67</b>
6.1	SENSORES ESTUDIADOS	67
6.2	VOLTAJE DE RUPTURA	68
6.3	GANANCIA	70
6.4	FOTÓN EQUIVALENTE	73
6.5	TASA DE CONTEO OSCURO	73
6.6	CROSSTALK Y AFTERPULSES	76
<b>7</b>	<b>CONCLUSIONES</b>	<b>78</b>
<b>8</b>	<b>RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS</b>	<b>80</b>
	<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	<b>81</b>

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Telescopio de muones (MuTe), diseñado para la muongrafía de volcanes en Colombia, compuesto por un detector Cherenkov de agua y dos paneles centelladores que configuran un hodoscopio.	22
Figura 2	Paneles centelladores del MuTe, cada una de las barras que componen el panel tiene acoplado un SiPM en un extremo, junto a una tarjeta electrónica con una etapa de amplificación.	23
Figura 3	Evolución de las concentraciones de carga en la unión PN.	25
Figura 4	Ganancia del APD en función del voltaje de polarización inverso donde se pueden observar las regiones de operación del dispositivo.	26
Figura 5	Modelo eléctrico de un GAPD, este modelo corresponde a un circuito RC en serie. La conexión eléctrica típica del GAPD es con una resistencia de apagado y una fuente de polarización en serie.	27
Figura 6	Forma de un pulso de corriente generado por un GAPD. Esta forma típica corresponde a la corriente de carga y descarga de un capacitor en un circuito RC en serie.	28
Figura 7	Estructura de un SiPM, compuesto por microceldas de GAPDs conectadas en paralelo.	29
Figura 8	Microcelda (píxel) de un SiPM, donde se observa el área fotosensible y la resistencia de apagado al rededor de esta.	29
Figura 9	Corriente oscura como función del voltaje de polarización a 25 °C, para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu. El sobre-voltaje es la diferencia entre el voltaje de polarización y el voltaje de ruptura.	30
Figura 10	PDE en función de la longitud de onda para la serie S13360 de Hamamatsu.	32

Figura 11	Representación de amplitud y distribución temporal de pulsos sin ruido (a), con <i>crosstalk</i> directo (b), <i>crosstalk</i> retardado (c) y <i>afterpulses</i> (d) en un SiPM. Se puede observar que después de $0,1 \mu s$ la frecuencia en los tipos de ruido disminuye considerablemente.	34
Figura 12	Sistema utilizado para la caracterización del voltaje de ruptura en función de la temperatura. En este sistema se utiliza un módulo de control de temperatura y uno de medición de corriente DC.	37
Figura 13	Sistema de control de temperatura. El parte superior se encuentra la caja oscura donde se ubica el SiPM, debajo están ubicadas las celdas Peltier junto a dos disipadores de calor y en la caja de aluminio se encuentra el puente H.	37
Figura 14	Estructura interna de una celda Peltier. La dirección de la corriente (flecha roja) determina cuál de las caras absorbe o genera calor.	38
Figura 15	Driver IR2110, utilizado para controlar el puente H por medio del microcontrolador Atmega 328P.	39
Figura 16	Puente H utilizado para controlar la magnitud y la dirección de la corriente entregada a las celdas Peltier.	40
Figura 17	Implementación del puente H con los Drivers y demás circuitos necesarios para controlar la corriente que alimenta las celdas Peltier.	41
Figura 18	Optoacopladores utilizados para asilar eléctricamente las salidas del microcontrolador y las entradas del driver.	42
Figura 19	Regulador de voltaje LM7805 utilizado para obtener los 5 V necesarios para polarizar en optoacoplador y suministrar el nivel de voltaje lógico de referencia al driver IR2110.	42
Figura 20	Circuito utilizado para que el sensor de temperatura LM35 funcione en su rango completo $-55$ a $150$ °C.	43
Figura 21	Ubicación del sensor de temperatura y del SiPM dentro de la caja oscura del sistema de control de temperatura.	43
Figura 22	Sistema de control de temperatura compuesto por un puente H, dos celdas Peltier y un sensor de temperatura, con una entrada de tipo escalón unitario.	44

Figura 23	Respuestas del sistema a una entrada de tipo escalón. La curva azul corresponde a la refrigeración y la naranja al calentamiento. En la forma de las curvas se puede observar tanto el retardo temporal como la forma exponencial de la respuesta en un sistema de primer orden.	45
Figura 24	Respuestas del modelo FOPDT del sistema a una entrada de tipo escalón. La curva azul corresponde a la refrigeración y la naranja al calentamiento.	46
Figura 25	Diagrama de bloques del sistema de control de temperatura.	46
Figura 26	Respuesta del sistema con un controlador On-Off cuando se establece una temperatura objetivo de 5 °C. Esta respuesta presenta oscilaciones con un amplitud de 4,9 °C.	47
Figura 27	Respuesta del sistema de calentamiento con un controlador PID para temperaturas objetivo de 30 °C (curva azul), 40 °C (curva amarilla) y 50 °C (curva roja).	51
Figura 28	Respuesta del sistema de refrigeración con un controlador PID para temperaturas objetivo de 0 °C (curva azul), 10 °C (curva celeste) y 20 °C (curva amarilla).	52
Figura 29	Topología de amperímetro tipo “ <i>shunt</i> ”.	53
Figura 30	Amperímetro de realimentación basado en un amplificador de transimpedancia (TIA).	53
Figura 31	Circuito utilizado para el amperímetro tipo “ <i>shunt</i> ”. Compuesto por cuatro etapas, una etapa de conversión de corriente a voltaje, un búfer, un amplificador inversor y un filtro pasa bajas.	54
Figura 32	Densidad espectral de ruido de entrada para corriente y voltaje del OPA4228.	56
Figura 33	Primera etapa del circuito de medición de corriente, compuesta por una resistencia de sensado y un búfer.	56
Figura 34	Medición de la corriente oscura del SiPM, utilizada para calcular la desviación estándar de las muestras en la medición de corriente.	59
Figura 35	Ejemplo de conexión del módulo C12332-01 de Hamamatsu ( <i>power supply circuit board</i> ). La fuente de polarización del SiPM se alimenta con una fuente externa de $\pm 5$ V y su configuración se realiza por medio de una interfaz USB.	60
Figura 36	Interfaz gráfica del <i>software</i> que controla el módulo C12332-01 de Hamamatsu, utilizado para polarizar los SiPM.	60

Figura 37	Circuito utilizado para construcción de la fuente de luz pulsada, compuesto de dos etapas, una digital y otra analógica.	61
Figura 38	Forma de los pulsos generados. En azul el pulso que ingresa al comparador, en rojo el pulso de salida con su máxima amplitud (3.7 V) sin componente DC. El FWHM (anchura a media altura) es menor a 10 ns.	62
Figura 39	Circuito impreso con la implementación del amplificador comparador. Esta PCB se conecta a la FPGA para conformar la fuente de luz pulsada.	63
Figura 40	Red pitaya utilizada para la adquisición y almacenamiento de los pulsos de los SiPM.	64
Figura 41	Diagrama del montaje utilizado para para registrar los eventos en el SiPM cuando este se estimula con la fuente de luz pulsada.	64
Figura 42	Pulsos de voltaje de un SiPM antes y después del preprocesamiento para filtrar ruido por interferencias electromagnéticas y eliminar el <i>offset</i> .	65
Figura 43	Fotomultiplicadores de silicio, en la parte izquierda el CPTA 151, en la derecha el Hamamatsu S13360-1350CS.	67
Figura 44	Corriente oscura en función del voltaje de polarización para los sensores S13360-1350CS de Hamamatsu (izquierda) y CPTA 151 (derecha) en el rango de temperatura de 0 a 40 °C.	69
Figura 45	Método para la estimación del voltaje de ruptura, se muestra como ejemplo una temperatura de 25 °C para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu.	69
Figura 46	Dependencia de la temperatura para el voltaje de ruptura en los SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu (izquierda) y CPTA 151 (derecha). Se ajustó una línea recta, cuya pendiente determina el coeficiente de temperatura para el voltaje de ruptura. Se obtuvo 41,7 mV/°C para el S13360-1350CS de Hamamatsu y 66,5 mV/°C para el CPTA 151.	70
Figura 47	Forma característica de los Histogramas de carga, el primer lóbulo corresponde al pedestal y los posteriores corresponden a múltiplos enteros de 1 p.e. Este histograma se obtuvo a una temperatura de 25 °C.	71
Figura 48	Ganancia en función de la temperatura para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu (izquierda) y CPTA 151 (derecha). La pendiente de la línea recta ajustada a los datos representa el coeficiente de temperatura de la ganancia, siendo $-1,39 \times 10^4 / ^\circ\text{C}$ para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu y $-1,22 \times 10^4 / ^\circ\text{C}$ para el CPTA 151.	72

- Figura 49 Histogramas de carga para tres valores de sobre-voltaje distintos a una temperatura de 25 °C. La distancia entre los picos del histograma aumenta de forma directamente proporcional al valor del sobre-voltaje. 72
- Figura 50 Dependencia del sobre-voltaje de la ganancia en los SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu (izquierda) y CPTA 151 (derecha) a temperatura ambiente (25 °C). 73
- Figura 51 Forma característica del histograma de pico para los SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu (izquierda) y CPTA 151 (derecha). La distancia entre los picos del histograma es constante y determina el equivalente en voltaje de 1 p.e., siendo 13,67 mV para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu y 12,09 mV para el CPTA 151. 74
- Figura 52 Forma de los pulsos de voltaje generados por los SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu (izquierda) y CPTA 151 (derecha) a 25 °C y un voltaje de polarización de 56 V y 53 V respectivamente. Las regiones con una densidad de probabilidad (PDF) mayor corresponden al pedestal y a pulsos con amplitudes que son múltiplos enteros de 1 p.e. 74
- Figura 53 Tasa de conteo oscuro en función de la temperatura para los SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu (izquierda) y CPTA 151 (derecha). La razón de cambio del DCR es  $0,85kHz/^\circ C$  para el SiPM de Hamamatsu y  $4,32Hz/^\circ C$  para el CPTA. 75
- Figura 54 Tasa de conteo oscuro en función del sobre-voltaje para los SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu (izquierda) y CPTA 151 (derecha). Se puede observar que los cambios en el sobre-voltaje tienen más influencia en el DCR para el SiPM de Hamamatsu que para el CPTA. 75
- Figura 55 Tasa de conteo oscuro en función de un umbral de 0,1 p.e. a 3,1 p.e. para tres voltajes de polarización: 54 V, 55 V y 56 V para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu (izquierda) y 51 V, 52 V y 53 V para el CPTA 151 (derecha). 76
- Figura 56 Pulsos característicos de DCR, *crosstalk* y *afterpulses* antes y después del pulso primario. 77
- Figura 57 Probabilidad de *afterpulse* (izquierda) y *crosstalk* (derecha) para sobre voltajes de 1,7 V, 2,7 V y 3,7 V para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu. 77

## LISTA DE TABLAS

Tabla 1	Parámetros de respuesta del controlador en modo calentamiento para diferentes temperaturas objetivo.	51
Tabla 2	Parámetros de respuesta del controlador en modo refrigeración para diferentes temperaturas objetivo.	52
Tabla 3	Principales parámetros eléctricos del amplificador operacional OPA4228.	55
Tabla 4	Características eléctricas del módulo C12332-01 de Hamamatsu, utilizado para polarizar los SiPM.	59
Tabla 5	Parámetros de los sensores estudiados.	68
Tabla 6	Probabilidad del ruido correlacionado para 25 °C a un voltaje de polarización de 56 V para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu y 53 V para el CPTA 151.	76

# Resumen

**Título:** Diseño e implementación de un sistema de caracterización para los fotomultiplicadores de silicio (SiPM) del telescopio de muones (MuTe) \*

**Autor:** Juan Carlos Sánchez Villafrades \*\*

**Palabras Clave:** Fotomultiplicadores de silicio, dependencia de temperatura, fotón-equivalente, controlador PID, voltaje de ruptura, conteo oscuro, crosstalk, afterpulse.

## Descripción

El proyecto MuTe (Muon Telescope) busca poner en funcionamiento un telescopio que permita ejecutar la muongrafía de volcanes en Colombia. Los fotomultiplicadores de silicio, se utilizan en MuTe para detectar los fotones generados por centelladores al paso de partículas cargadas. La implementación de tres módulos electrónicos de caracterización, tiene como objetivo conocer cómo la temperatura y el sobre-voltaje afectan el desempeño de estos dispositivos. En este trabajo se muestran los circuitos electrónicos diseñados para cada módulo, así como sus configuraciones experimentales para la caracterización del voltaje de ruptura, la ganancia, conteo oscuro, *crosstalk* y *afterpulses*, al igual que la obtención de los histogramas de carga, de pico y el valor de un fotón-equivalente.

Con el fin de validar los módulos desarrollados y los protocolos de caracterización utilizados, se estudiaron los SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu y el CPTA 151. Los resultados más relevantes son la obtención de los coeficientes de temperatura para el voltaje de ruptura y la tasa de conteo oscuro en función del umbral de discriminación, así como la probabilidad de *crosstalk* y *afterpulse*.

Estos resultados implican que se debe monitorear la temperatura a la que están operando los SiPMs en MuTe, para, a partir del coeficiente de temperatura, realizar la corrección en el voltaje de polarización. Establecer un umbral de discriminación mayor a 5 fotones-equivalentes para los eventos que se registran, con el fin de filtrar el ruido asociado con la tasa de conteo oscuro, *crosstalk* y *afterpulse*.

---

\* Trabajo de Grado.

\*\* Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: Jesús Peña Rodríguez , PhD. en Física. Codirector: Luis Alberto Núñez, PhD. en Ciencias.

# Abstract

**Title:** Design and implementation of a characterization system for the silicon photomultipliers (SiPM) of the Muon Telescope (MuTe) \*

**Author:** Juan Carlos Sánchez Villafrades \*\*

**Key Words:** Silicon photomultipliers, temperature dependence, equivalent photon, PID controller, breakdown voltage, dark count, crosstalk, afterpulse.

## DESCRIPTION

The MuTe project plans to carry out a telescope that will allow implementing muonography of volcanoes in Colombia. Silicon photomultipliers are used in MuTe for detecting photons generated by scintillator bars when charged particles cross them. The implementation of three characterization modules helps to know how temperature and overvoltage affect SiPM performance. This work shows all the electronics circuits designed in each module as well as the experimental setup for the characterization of breakdown voltage, gain, dark count, crosstalk, and afterpulses.

The SiPM S13360-1350CS and CPTA 151 were studied to validate the developed modules and characterization protocols. The most outstanding results are the temperature dependence of the breakdown voltage, the dark count rate, crosstalk and afterpulse probability.

As a conclusion, the working temperature in MuTe should be monitored to carry out the operation voltage adjustment using the temperature coefficient. As well as setting a threshold more than 5 equivalent photons for the events registered with the purpose of filter the noise associated with dark count rate, crosstalk, and afterpulse.

---

\* Bachelor Thesis

\*\* Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: Jesús Peña Rodríguez , PhD. Physics. Codirector: Luis Alberto Núñez, PhD. Science.

## INTRODUCCIÓN

Actualmente, el Grupo de Investigación en Relatividad y Gravitación (GIRG) y el Grupo Halley de la Universidad Industrial de Santander están desarrollando el Telescopio de Muones (MuTe), el cual será instalado en el volcán Cerro Machín (Tolima, Colombia) <sup>1</sup>. MuTe está conformado por un hodoscopio de barras centelladoras, en cuyos extremos están instalados fotomultiplicadores de silicio (SiPMs, por sus siglas en inglés) que se encargan de detectar los fotones generados durante el proceso de centelleo. Los SiPM son actualmente una alternativa a los detectores de fotones tradicionales, como los tubos fotomultiplicadores <sup>2</sup>.

Los SiPMs están conformados por una matriz de fotodiodos de avalancha que operan en modo Geiger <sup>3</sup>, son compactos ( $< 10 \text{ mm}^2$ ), tienen una rápida respuesta, alta ganancia ( $\sim 10^6$ ) y bajo voltaje de operación ( $< 80 \text{ V}$ ); de ahí que han tomado tanta importancia en aplicaciones científicas e industriales <sup>4</sup>, como en el campo de imágenes

- 
- <sup>1</sup> Hernan. ASOREY y col. “MUTE: design and construction of a muon telescope for the study of the colombian volcanos”. En: *En preparación* (2018).
  - <sup>2</sup> SENSL. “Introduction to the SPM An Introduction to the Silicon Photomultiplier Photon Detection with Silicon Photomultipliers”. En: *SensL* (2011), págs. 1-8.
  - <sup>3</sup> HAMAMATSU PHOTONICS. “MPPC ( Multi-Pixel Photon Counter ) MPPCs for precision measurement”. 2016.
  - <sup>4</sup> Adam Nepomuk OTTE y col. “Characterization of Three High Efficiency and Blue Sensitive Silicon Photomultipliers”. En: *Preprint submitted to Elsevier* (2016).

médicas <sup>56</sup>, biofotónica <sup>78</sup>, LiDAR <sup>96</sup> y física de altas energías <sup>101</sup>.

En el volcán Cerro Machín la temperatura varía de 8 a 25 °C, teniendo en cuenta que las características ópticas y eléctricas de los SiPMs utilizados en MuTe, presentan una fuerte dependencia de la temperatura, y que en las hojas de datos el fabricante solo especifica estas características para una temperatura de 25 °C, es necesario caracterizar estos parámetros en función de la temperatura.

Para realizar el proceso de caracterización se diseñaron e implementaron tres módulos electrónicos. El primer módulo es un sistema de control de temperatura PID basado en dispositivos Peltier, que permite generar un entorno de temperatura controlada en el rango de 0 a 50 °C. El segundo módulo es un circuito para medición de corrientes en el rango de 10 nA a 1  $\mu$ A utilizando una topología tipo *shunt*. Finalmente, el tercer módulo es una fuente de luz pulsada de 470 nm y ancho de pulso menores a 10 ns. Para la caracterización del voltaje de ruptura en función de la temperatura se utilizan los módulos 1 y 2, mientras que para la caracterización del ruido se utilizan los módulos 1 y 3.

El contenido de este libro, se estructura de la siguiente manera: en el primer capítulo se expone el proyecto MuTe, en el segundo capítulo, se estudia la unión PN, los fotodiodos de avalancha, los fotomultiplicadores de silicio y sus parámetros de rendimiento.

- 
- <sup>5</sup> KETEK GMBH. “Application Note 8x8 Silicon Photomultiplier Array PA3325-WB-0808 Evaluation for Positron Emission Tomography Application Note 8x8 Silicon Photomultiplier Array PA3325-WB-0808 Evaluation for Positron Emission Tomography”. 2016.
  - <sup>6</sup> Salvatore GNECCHI y Carl JACKSON. “A 1 16 SiPM Array for Automotive 3D Imaging LiDAR Systems”. En: *International Image Sensor Society* (2017), págs. 133-136.
  - <sup>7</sup> Huaqing LI y col. “Silicon photomultiplier (SPM) detection of low-level bioluminescence for the development of deployable whole-cell biosensors: Possibilities and limitations”. En: *Biosensors and Bioelectronics* 33.1 (2012), págs. 299-303.
  - <sup>8</sup> Meggie M. G. GRAFTON y col. “Microfluidic MEMS hand-held flow cytometer”. En: *Microfluidics, BioMEMS, and Medical Microsystems IX* 7929 (2011), pág. 79290C.
  - <sup>9</sup> Ravil AGISHEV y col. “Lidar with SiPM: Some capabilities and limitations in real environment”. En: *Optics and Laser Technology* 49.July (2013), págs. 86-90.
  - <sup>10</sup> Jesus Peña RODRÍGUEZ. “miniMuTe: A muon telescope prototype for studying volcanic structures with cosmic ray flux.” En: *Scientia et technica* 23.3 (dic. de 2018), págs. 386-390.

En el tercer capítulo se abordan los módulos electrónicos desarrollados y se hace una descripción detallada de los mismos. En el cuarto capítulo se muestran los resultados del proceso de caracterización del voltaje de ruptura y el ruido para dos SiPMs. Finalmente, en los los capítulos 5 y 6 se realizan las conclusiones y recomendaciones para trabajos futuros.

## **1. OBJETIVOS**

### **1.1. OBJETIVO GENERAL**

Diseñar e implementar un sistema de caracterización para los fotomultiplicadores de silicio del telescopio de muones.

### **1.2. OBJETIVOS ESPECÍFICOS**

- Desarrollar los módulos para las diferentes etapas de caracterización de los SiPM.
- Caracterizar el voltaje de ruptura de los SiPM en función de la temperatura.
- Caracterizar el conteo oscuro del SiPM en función de la temperatura.
- Evaluar la influencia y probabilidad del crosstalk y afterpulse en los eventos registrados desde el SiPM a diferentes temperaturas.

## 2. PREFACIO

Como parte del proceso de divulgación del presente proyecto de grado se realizaron diferentes aportes académicos, como la participación en la siguientes publicaciones:

- **MiniMuTe: A muon telescope prototype for studying volcanic structures with cosmic ray flux.** H. Asorey, R. Calderón-Ardila, K. Forero-Gutiérrez, L.A. Nuñez, J. Peña-Rodríguez, J. Salamanca-Coy, D. Sanabria-Gómez, J. Sánchez-Villafrades and D. Sierra-Porta. Scientia et Technica Año 2018, Vol. 23, No. 03, septiembre de 2018. Universidad Tecnológica de Pereira. ISSN 0122-1701.
- **Simulated Response of MuTe, a Hybrid Muon Telescope**A. Vásquez-Ramírez, M. Suárez-Durán, A. Jaimes-Motta, R. Calderón-Ardila, J. Peña-Rodríguez, J. Sánchez-Villafrades, J.D. Sanabria-Gómez, H. Asorey, and L.A. Nuñez. Journal of Instrumentation (JINST), enero de 2020. (En preparación) arXiv:1912.10081.

Adicionalmente, parte de los avances y resultados del presente trabajo fueron expuestos en dos eventos nacionales y uno internacional, en (1) como autor y en (2, 3) como coautor.

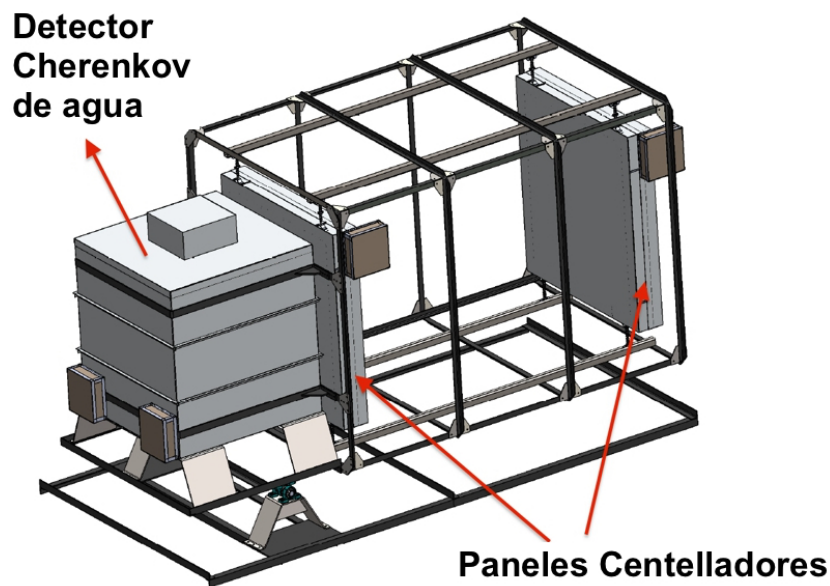
1. **Control de temperatura para el estudio del voltaje de ruptura de SiPMs.** II Congreso Internacional de Ciencias Básicas e Ingeniería (CICI). Villavicencio, Colombia, Agosto de 2018.
2. **MuTe: Un telescopio de muones para estudiar la estructura interna de volcanes mediante el flujo de rayos cósmicos.** V Congreso Colombiano de Astrofísica y Astronomía (COCOA). Pereira, Colombia, octubre de 2017.
3. **Study of the System response, Plastic Scintillator- Optical fiber - SIPM for the MuTe Project.** XIV School on Instrumentation in Elementary Particle Physics (ICFA). European Organization for Nuclear Research (CERN). La Habana, Cuba, diciembre de 2017.

### 3. EL TELESCOPIO DE MUONES MUTE

El proyecto MuTe busca diseñar, construir, calibrar y poner en funcionamiento un telescopio que permita aplicar la muongrafía a volcanes en Colombia para generar perfiles de densidad y determinar la estructura interna de la zona central de los mismos. MuTe se compone de dos detectores: un detector Cherenkov de agua (WCD) y un hodoscopio de centelladores plásticos como se muestra en la fig. 1.

El WCD permite detectar la radiación Cherenkov producida por el paso de partículas cargadas con una velocidad mayor a la velocidad de la luz en el agua. Se utiliza para identificar si la partícula incidente pertenece a la componente muónica del flujo de secundarios <sup>11</sup>.

*Figura 1.* Telescopio de muones (MuTe), diseñado para la muongrafía de volcanes en Colombia, compuesto por un detector Cherenkov de agua y dos paneles centelladores que configuran un hodoscopio.



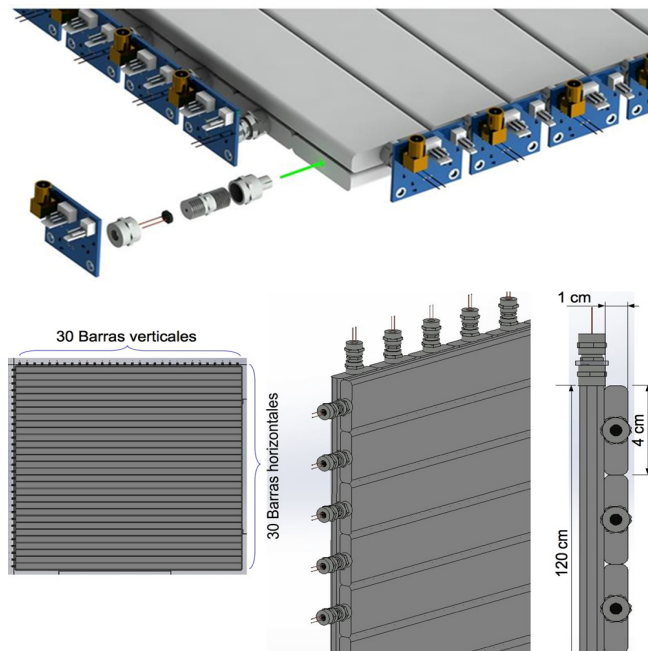
Fuente: PISCO, Jhonattan. Estructura del telescopio MuTe[En línea]. Disponible en: <https://halley.uis.edu.co/fuego/el-telescopio-de-muones/estructura-del-telescopio/>

---

<sup>11</sup> Adriana VÁSQUEZ. “Estimación de la respuesta generada por el detector MuTe al paso de partículas cargadas”. Tesis doct. Universidad Industrial de Santander, 2018.

Por otra parte, como se muestra en la figura 2 el hodoscopio está compuesto por dos paneles centelladores que permiten determinar la dirección de las partículas cargadas provenientes del volcán. En cada panel están ubicadas 30 barras centelladoras horizontales y 30 verticales. El material plástico de los centelladores genera fotones cuando una partícula cargada lo atraviesa, estos fotones son guiados por una fibra óptica de corrimiento de longitud de onda (WLS) hasta el dispositivo sensor.

*Figura 2.* Paneles centelladores del MuTe, cada una de las barras que componen el panel tiene acoplado un SiPM en un extremo, junto a una tarjeta electrónica con una etapa de amplificación.



Fuente: PISCO, Jhonattan. Estructura del telescopio MuTe[En línea]. Disponible en: <https://halley.uis.edu.co/fuego/el-telescopio-de-muones/estructura-del-telescopio/>

## 4. FOTOMULTIPLICADORES DE SILICIO

Los fotomultiplicadores de silicio son fotodetectores de estado sólido, comúnmente llamados contadores de fotones, abordan el desafío de la detección y cuantización de señales lumínicas del orden de hasta un fotón <sup>2</sup>. Estos dispositivos han desplazado a los tubos fotomultiplicadores (PMTs) que por mucho tiempo cumplieron esta función <sup>12</sup>. Los SiPMs se componen de múltiples pixeles APDs (fotodiodos de avalancha) operando en modo Geiger <sup>13</sup>. En este capítulo se describe el principio de funcionamiento de los APD y se estudian las características principales de los SiPMs.

### 4.1. UNIÓN PN

Es la estructura fundamental de los dispositivos semiconductores, su estudio permite comprender el funcionamiento de los SiPMs. Esta unión se forma al combinar en una región un material tipo P con otro tipo N. En la interfaz entre estas secciones se genera un gradiente de concentraciones de huecos y electrones y aparece una corriente de difusión que hace que los electrones de la zona N se desplacen a la zona P y los huecos de la zona P vayan a la zona N. El proceso de esta recombinación en la unión PN genera la llamada zona de deflección y las cargas agrupadas en esta zona generan un campo eléctrico que se opone a la corriente de difusión y hace que la unión entre en equilibrio, como se muestra en la fig. 3.

La diferencia de potencial en la zona de deflección es típicamente de 0,7 V para el silicio. En polarización directa el voltaje aplicado debe superar los 0,7 V para que la región PN entre en conducción. Sin embargo, para una polarización inversa el voltaje aplicado reforzará el campo eléctrico en la zona de deflección, en el caso en que se genere un par electrón-hueco en esta zona, el campo eléctrico le suministra la energía para que se desplace por la unión generando una corriente.

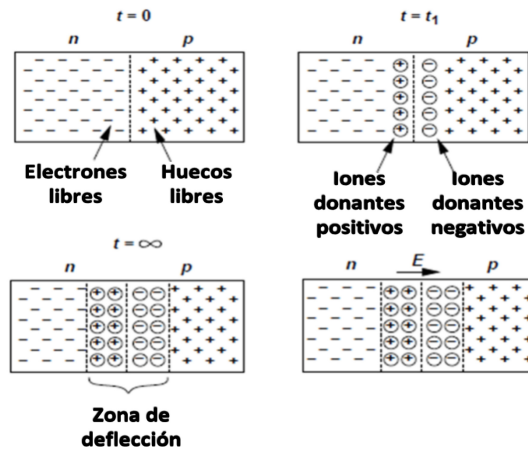
Existen diferentes formas para que se creen un par de portadores de carga dentro de

---

<sup>12</sup> K SATO, Y ENOMOTO y Y ADACHI. “MPPC Technical note”. En: (2017), págs. 1-65.

<sup>13</sup> HAMAMATSU PHOTONICS. “Si APD, MPPC”. En: *Solid State Photomultipliers*. Ed. por Ltd Dai Nippon Printing Co. Hamamatsu Photonics K.K., 2017. Cap. 3.

Figura 3. Evolución de las concentraciones de carga en la unión PN.



Fuente: RAZAVI, Behzad. Fundamentals of microelectronics. Wiley, 2006, pág. 767.

la zona de deflección. Por excitación térmica los electrones pueden adquirir la energía necesaria para superar la barrera generada por el dopaje entre la banda de valencia y la banda de conducción. Por otra parte, el efecto túnel, predice una probabilidad que los electrones en la banda de valencia superen la barrera de potencial (band gap) y pasen a la banda de conducción. Esta probabilidad aumenta para altos niveles de voltaje inverso aplicado <sup>14</sup>. Por último, si la zona de deflección se expone a fotones con energías mayores a la banda prohibida, que para el silicio es de 1,14 eV <sup>12</sup>, se genera un par electrón-hueco debido al efecto fotoeléctrico.

## 4.2. ESTRUCTURA GAPD

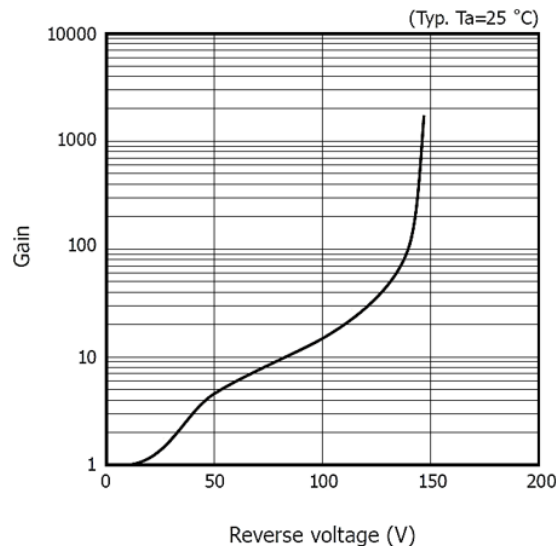
Cuando aumenta el voltaje inverso aplicado en la unión PN, también lo hace el campo eléctrico en la región de deflección. Por este motivo, los pares electrón-hueco generados en esta región colisionan con los átomos del material desprendiendo más electrones por ionización de impacto y generando una amplificación de carga mediante una reacción en cadena, conocida como *avalancha*. Los dispositivos que funcionan bajo este principio

<sup>14</sup> Andreas KÜNSKEN. "Measurements of silicon photomultipliers at different operating points and simulation with GEANT4". Tesis doct. Aachen University, 2012.

se llaman fotodiodos de avalancha (APDs) y la corriente que generan es proporcional a la cantidad de fotones incidentes.

En la figura 4 se muestra el comportamiento típico de la ganancia en un APD en función del voltaje inverso. En esta gráfica se pueden identificar tres regiones: la primera para voltajes mayores a 50 V (A); la segunda para voltajes entre 50 y 100 V (B) y la tercera para voltajes mayores a 100 V (C). En la región B la ganancia es lineal con un campo eléctrico moderado, que permite obtener una relación directa entre la entrada (fotones) y la salida (corriente). Sin embargo, en la región C se observa que la ganancia pierde su linealidad y aumenta de forma exponencial cuando se acerca a 150 V. El voltaje donde la ganancia tiende a infinito se denomina voltaje de ruptura ( $V_{BD}$ ). En este punto la avalancha generada no puede detenerse así misma, causando que un único fotón genere un pulso Geiger.

*Figura 4.* Ganancia del APD en función del voltaje de polarización inverso donde se pueden observar las regiones de operación del dispositivo.



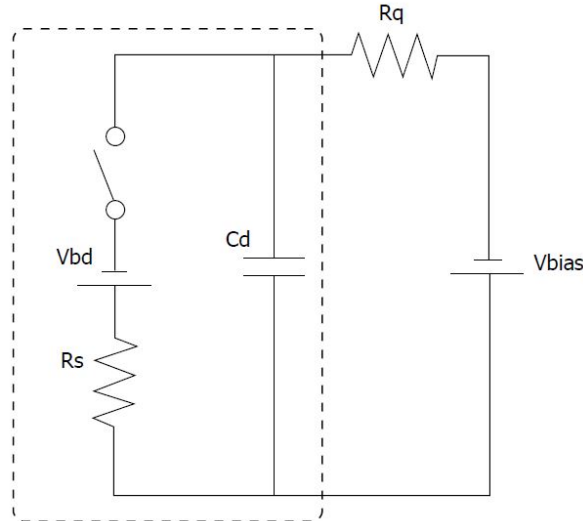
Fuente: K Sato, Y Enomoto y Y Adachi. MPPC Technical note, 2017, pág. 8.

Un APD operando en modo Geiger se conoce como GAPD. Este dispositivo se caracteriza por tener un elemento externo que permite detener la avalancha y así evitar su destrucción. El procedimiento de apagado se puede realizar utilizando una resistencia que genere una caída de voltaje y reduzca la alimentación del APD, o se puede realizar

con elementos activos (*switch*) que permitan desconectar la fuente de alimentación del APD cuando se genere la avalancha.

En los GAPD la señal de salida del sensor (amplitud de la avalancha) no es proporcional a la entrada (fotones), por lo tanto a partir de un GAPD no se puede determinar si lo que generó la avalancha fue uno, dos o  $n$  fotones. La carga generada por la avalancha está determinada únicamente por la ganancia del GAPD que depende del voltaje de polarización.

*Figura 5.* Modelo eléctrico de un GAPD, este modelo corresponde a un circuito RC en serie. La conexión eléctrica típica del GAPD es con una resistencia de apagado y una fuente de polarización en serie.

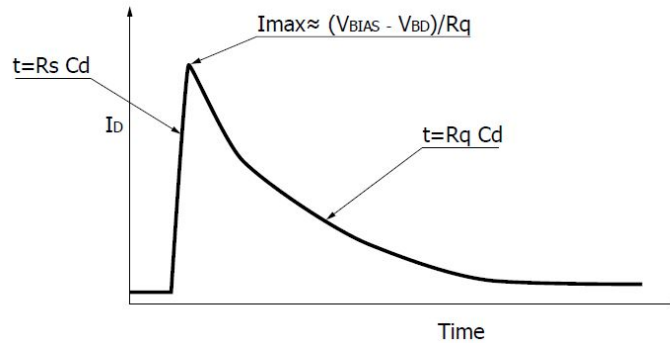


El modelo eléctrico de un GAPD está compuesto por una resistencia en serie con una fuente de voltaje DC (con valor  $V_{bd}$ ) y un interruptor que se cierra cuando el GAPD recibe luz, todo esto en paralelo con la capacitancia de la unión PN, como se muestra en la fig. 5. En este circuito cuando el interruptor está abierto,  $C_d$  se carga por medio de  $V_{bias}$ , una vez el interruptor se cierra,  $C_d$  comienza a descargarse y la corriente del capacitor  $I_d$  se bifurca en las dos mallas y su expresión es:

$$I_d = \frac{V_d - V_{bd}}{R_s} + \frac{V_{bias} - V_d}{R_q}, \quad (1)$$

donde,  $V_d$  es el voltaje en el capacitor,  $R_q$  es la resistencia de apagado y  $R_s$  representa el comportamiento resistivo del GAPD.

*Figura 6.* Forma de un pulso de corriente generado por un GAPD. Esta forma típica corresponde a la corriente de carga y descarga de un capacitor en un circuito RC en serie.



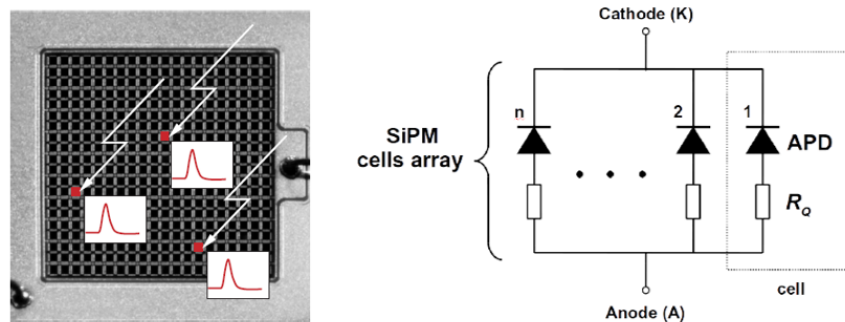
En la figura 6 se observa la respuesta en el tiempo de  $I_d$ , esta respuesta está determinada por las constantes de tiempo de carga y descarga  $R_s C_d$  y  $R_q C_d$  respectivamente.

### 4.3. EL FOTOMULTIPLICADOR DE SILICIO

Como se mencionó en la sección anterior, a partir de un GAPD no se puede determinar el número de fotones que generan un evento o avalancha. Por el contrario, un SiPM sí puede determinar el número de fotones que inciden en el dispositivo, puesto que utiliza una matriz de píxeles, donde cada píxel es un GAPD en serie con una resistencia de apagado.

Como estos píxeles se encuentran conectados en paralelo la respuesta del SiPM es la suma de las avalanchas generadas por cada píxel activado, lo que produce una salida que es directamente proporcional al número de fotones incidentes, siempre y cuando este número no sea superior al número de píxeles con que cuenta el SiPM. El pulso de menor amplitud que se puede observar a la salida de un SiPM es conocido como fotón equivalente (p.e.) y es un parámetro que experimentalmente se utiliza para determinar la ganancia, conteo oscuro, *crosstalk* y *afterpulse* de un SiPM.

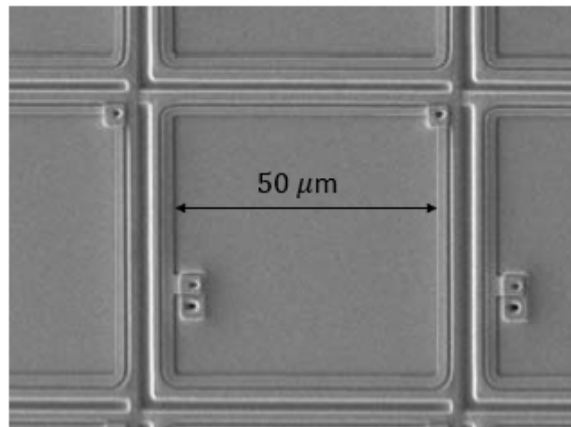
Figura 7. Estructura de un SiPM, compuesto por microceldas de GAPDs conectadas en paralelo.



Fuente: A, Aab. Muon counting using silicon photomultipliers in the AMIGA detector of the PierreAuger observatory, Journal of Instrumentation, 2017, pág. 3.

En la figura 7 se observa la matriz de píxeles de un SiPM, donde cada una de estas microceldas se activan simultáneamente para generar una corriente proporcional a los fotones incidentes. El tamaño de estos píxeles para SiPMs comerciales normalmente es de 25, 50 y 75  $\mu\text{m}$ , como se muestra en la fig. 8.

Figura 8. Microcelda (píxel) de un SiPM, donde se observa el área fotosensible y la resistencia de apagado al rededor de esta.



Fuente: K Sato, Y Enomoto y Y Adachi. MPPC Technical note, 2017, pág. 15

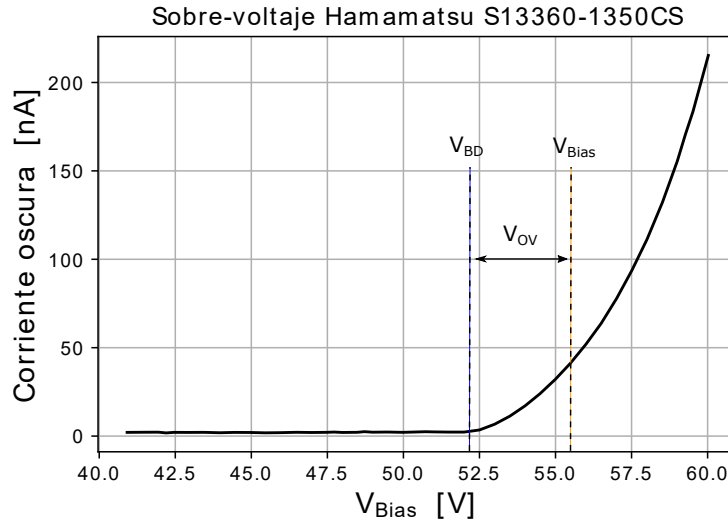
### 4.3.1 Parámetros de rendimiento

**4.3.1.1 Sobre-voltaje.** El voltaje de ruptura es el voltaje mínimo que se necesita para generar el campo eléctrico suficiente en la región de deflexión para producir la descarga Geiger. Asimismo, la diferencia entre el voltaje de polarización ( $V_{Bias}$ ) y el de ruptura ( $V_{BD}$ ) es lo que se define como sobre-voltaje ( $V_{OV}$ ).

$$V_{OV} = V_{Bias} - V_{BD}. \quad (2)$$

Típicamente, el fabricante suministra el valor de sobre-voltaje al que se debe someter el dispositivo, en el caso del SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu el valor es 3 V.

*Figura 9.* Corriente oscura como función del voltaje de polarización a 25 °C, para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu. El sobre-voltaje es la diferencia entre el voltaje de polarización y el voltaje de ruptura.



**4.3.1.2 Ganancia.** La ganancia del SiPM, está definida como la relación entre la carga generada por un pulso Geiger y la carga de un electrón. Así, su valor puede ser calculado experimentalmente a partir un histograma de carga, el cual se caracteriza por tener picos relacionados con el número de fotones equivalentes (p.e.). La distancia entre estos picos es constante y corresponde a la carga de un pulso Geiger. La ganancia se define como:

$$G = \frac{Q_{1p.e.}}{e} = \frac{C \times V_{OV}}{e}, \quad (3)$$

donde,  $Q_{1p.e.}$  es la carga de un fotón equivalente,  $C$  es la capacitancia del SiPM,  $V_{OV}$  es el sobre-voltaje y  $e$  es la carga del electrón <sup>2</sup>.

**4.3.1.3 Eficiencia de detección.** La eficiencia de detección (PDE, por sus siglas en Inglés) es la probabilidad de que un fotón incidente genere un evento (Pulso Geiger) en alguna de las microceldas del SiPM. En la figura. 10, se muestra la PDE en función de la longitud de onda, en este caso se presenta un pico en su eficiencia para 450 nm. La eficiencia define matemáticamente como:

$$PDE = FF \times QE \times P_{Trig}, \quad (4)$$

donde, FF es el factor de llenado y se define como la relación ente el área sensible y el área inactiva del SiPM, este valor puede estar entre el 30 % y el 80 %, en función del tamaño del píxel. Por otra parte, QE es la eficiencia cuántica y expresa la probabilidad que un fotón incidente sea transmitido al silicio y finalmente convertido en un par electrón-hueco <sup>15</sup>. Finalmente,  $P_{Trig}$  es la probabilidad que un par electrón-hueco genere una avalancha, este parámetro depende del sobre-voltaje y de la longitud de onda de los fotones incidentes <sup>16</sup>.

**4.3.1.4 Rango dinámico y linealidad.** El máximo número de fotones que se pueden detectar simultáneamente antes de que el SiPM se sature está determinado por la cantidad de píxeles. El SiPM es lineal, si en una ventana de tiempo menor al tiempo de restablecimiento del dispositivo, el número de fotones incidentes es menor al número de píxeles. El número de píxeles activados en función del número de fotones incidentes puede ser aproximado por la siguiente expresión:

$$N_{fired} = N_{pixel} \left( 1 - e^{-\frac{N_{photon} \cdot PDE}{N_{pixel}}} \right), \quad (5)$$

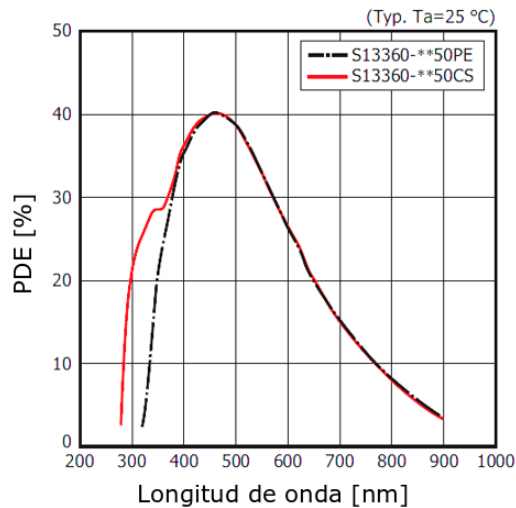
donde,  $N_{fired}$  es el número de microceldas activadas,  $N_{photon}$  el número de fotones incidentes y  $N_{pixel}$  el número de píxeles del dispositivo <sup>13</sup>.

---

<sup>15</sup> Joelle BARRAL. “Study of Silicon Photomultipliers”. Tesis doct. Ecole Polytechnique, 2004.

<sup>16</sup> F ACERBI y col. “Study of the photo-detection efficiency of FBK High-Density silicon photomultipliers”. En: *Journal of Instrumentation* (2016).

Figura 10. PDE en función de la longitud de onda para la serie S13360 de Hamamatsu.



Fuente: HAMAMATSU PHOTONICS. MPPC ( Multi-Pixel Photon Counter ), MPPCs for precision measurement, 2016, pág. 4.

**4.3.2 Ruido en SiPMs.** El ruido en general se refiere a señales indeseadas que se superponen a una señal principal o de interés. Según <sup>17</sup> se puede clasificar el ruido en dos categorías: correlacionado y no correlacionado. El primero existe cuando hay una señal y el segundo está presente siempre, haya o no una señal.

El ruido no correlacionado en SiPMs se denomina tasa de conteo oscuro (DCR, por sus siglas en Inglés) y es causado por electrones que generan avalanchas debido a excitación térmica proveniente de vibraciones en la red cristalina. Estos eventos son indistinguibles de los generados por un fotón, ya que generan una señal de 1 p.e. Una forma de filtrar el DRC es estableciendo un nivel de umbral superior a 1 p.e.

Por otra parte, para el análisis de ruido en DC es conveniente medir el ruido no correlacionado como una corriente (típicamente en el orden de los nA). Esta corriente se denomina corriente oscura, debido a que se mide a la salida del SiPM cuando no están incidiendo fotones sobre este.

---

<sup>17</sup> Wayne. TOMASI y Virgilo GARCIA. *Sistemas de comunicaciones electronicas*. 1a. ed. en. Mexico: Prentice Hall, 1996.

El ruido correlacionado está dividido en *crosstalk* y *afterpulses*. El *crosstalk* es causado porque los electrones que son acelerados por el campo eléctrico en el proceso de avalancha pueden emitir fotones (infrarrojos), estos fotones viajan a las microceldas adyacentes ocasionando una avalancha secundaria. Según <sup>18</sup> si los pulsos producidos en este proceso son simultáneos, o con un tiempo de retardo menor a 100 ps del pulso primario, son denominados *crosstalk* directo y sus amplitudes son de 2 p.e, como se muestra en la fig. 11b. Por otra parte, si el retardo es mucho mayor a 100 ps se denomina *crosstalk* retardado y su amplitud es del orden de 1 p.e, como se observa en 11c.

Los *afterpulses* son generados durante el proceso de avalancha por portadores de carga que quedan atrapados en los niveles de energía de las impurezas del material, pero después de un corto tiempo (de 1 a 10 ns) adquieren la energía necesaria para saltar a la banda de conducción y generar una avalancha. Estos pulsos son del orden de 1 p.e. y pueden ser discriminados <sup>12</sup>. En la figura 11d se muestra el comportamiento de los *afterpulses* en función del tiempo. Finalmente, se puede concluir que para tiempos mayores a 0,1  $\mu$ s después del evento primario estos tipos de ruido disminuyen su probabilidad de ocurrencia considerablemente.

**4.3.3 Dependencia de la temperatura.** En los dispositivos de estado sólido la temperatura tiene una influencia importante. En los SiPM su principal efecto es sobre los coeficientes de ionización de los portadores de carga <sup>19</sup>, esto genera un efecto en el voltaje de ruptura, el ruido y la ganancia.

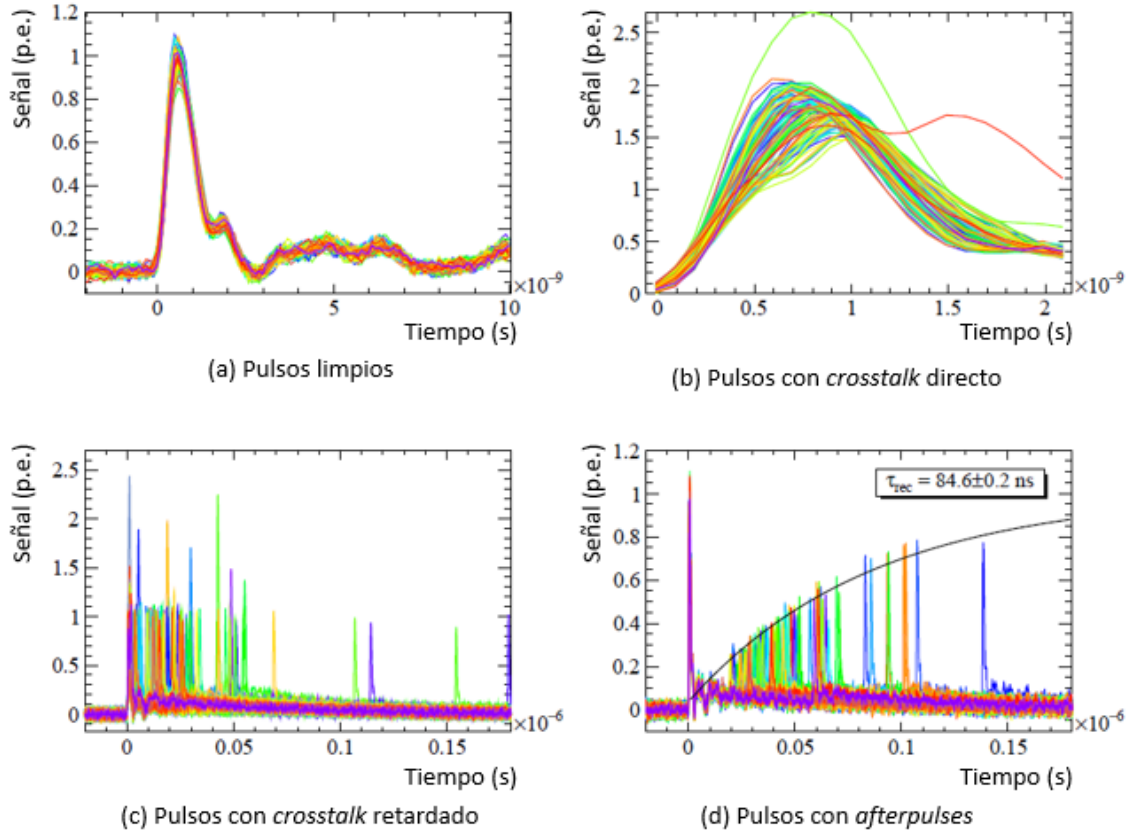
El voltaje de ruptura tiene una relación directamente proporcional con la temperatura, ya que al aumentarla los portadores de carga de la red cristalina sufren una dispersión que causa una pérdida en su energía neta, esto dificulta el proceso de ionización. Para compensar esta caída en la tasa de ionización es necesario aumentar el voltaje de polarización. La expresión que relaciona el voltaje de ruptura y la temperatura es la

---

<sup>18</sup> Olivier GIRARD y col. “Characterisation of silicon photomultipliers based on statistical analysis of pulse-shape and time distributions”. En: *Elsevier* (2018).

<sup>19</sup> S. MASUDY PANAHI, M.K. MORAVVEJ FARSHI y M. JALALI. “Temperature dependent characteristics of submicron GaAs avalanche photodiodes obtained by a nonlocal analysis”. En: *Optics Communications* 282.17 (2009).

Figura 11. Representación de amplitud y distribución temporal de pulsos sin ruido (a), con *crossstalk* directo (b), *crossstalk* retardado (c) y *afterpulses* (d) en un SiPM. Se puede observar que después de  $0,1 \mu\text{s}$  la frecuencia en los tipos de ruido disminuye considerablemente.



Fuente: GIRARD, Olivier. “Characterisation of silicon photomultipliers based on statistical analysis of pulse-shape and time distributions”, 2018, pág. 6.

siguiente:

$$V_{BD}(T) = \frac{dV_{BD}}{dT}T + V_{BD}(0), \quad (6)$$

donde,  $V_{BD}$  es el voltaje de ruptura,  $T$  es la temperatura y  $V_{BD}(0)$  es el voltaje de ruptura a cero grados Celsius<sup>20</sup>.

La temperatura no tiene efectos considerables sobre el *crossstalk* y *afterpulses*. Sin em-

<sup>20</sup> Marco RAMILLI. “Characterization of SiPM: Temperature dependencies”. En: *IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record* July (2008), págs. 2467-2470.

bargo, sí los tiene sobre el DCR, ya que las vibraciones en la red cristalina generan fonones que facilitan el paso de los portadores de carga de la banda de valencia a la banda de conducción. Este aumento puede ser hasta de 50 % por cada 10 °C <sup>12</sup>.

Según <sup>20</sup> la probabilidad de producir pares electrón-hueco por efecto de la temperatura es:

$$p(T) = CT^{3/2}e^{\left(-\frac{E_g}{2K_B T}\right)}, \quad (7)$$

donde, T es la temperatura absoluta,  $E_g$  es la energía de la banda prohibida,  $K_B$  es la constante de Boltzmann y C es una constante de proporcionalidad que depende del material y de los parámetros de la tecnología de fabricación.

Una sugerencia de los fabricantes para mitigar los efectos de la temperatura sobre estos parámetros del SiPM, es operar los dispositivos en un entorno de temperatura controlada. Sin embargo, para el caso que sea inviable es necesario caracterizar los efectos de la temperatura sobre estos parámetros.

## 5. MÓDULOS DE MEDICIÓN

Actualmente los SiPM juegan un importante rol en el campo de la física de altas energías<sup>2</sup>, su estudio y caracterización toma cada vez más relevancia. Sin embargo, los equipos electrónicos para realizar dichos procedimientos son muy costosos y de difícil acceso, es por eso que en este proyecto se propone desarrollar un conjunto de módulos enfocados en la caracterización del voltaje de ruptura, la ganancia, el equivalente de un fotoelectrón y el ruido de SiPMs.

### 5.1. VOLTAJE DE RUPTURA EN FUNCIÓN DE LA TEMPERATURA

Para la caracterización del voltaje de ruptura y de otros parámetros de rendimiento de los SiPMs que dependen de la temperatura, fue necesario diseñar e implementar un sistema de temperatura controlada. Este sistema está compuesto de celdas Peltier y un control que efectúa el calentamiento y la refrigeración del interior de una caja donde se ubica el SiPM a caracterizar.

Por otra parte, debido a que el voltaje de ruptura se obtiene a partir de la corriente oscura fue necesario diseñar e implementar un circuito para medir la corriente del SiPM (del orden de nA) basado en un amplificador de transimpedancia (TIA). La polarización del SiPM se realizó mediante el módulo C11204-01 de Hamamatsu<sup>21</sup>. En la figura 12 se muestra el sistema completo utilizado para el proceso de caracterización del voltaje de ruptura.

**5.1.1 Control de temperatura.** El sistema de control de temperatura está compuesto por tres partes principales que se muestran en la fig. 13 y son descritas a continuación: un módulo Peltier encargado de disipar y generar calor en función de la temperatura objetivo, un microcontrolador Atmega 328P en el cual se implementa el controlador PID y un puente H como interfaz entre el sistema de control y el sistema de potencia, permitiendo controlar la magnitud y la dirección de la corriente entregada a las celdas Peltier.

---

<sup>21</sup> HAMAMATSU PHOTONICS. “Driver circuit for MPPC ®”. 2016.

Figura 12. Sistema utilizado para la caracterización del voltaje de ruptura en función de la temperatura. En este sistema se utiliza un módulo de control de temperatura y uno de medición de corriente DC.

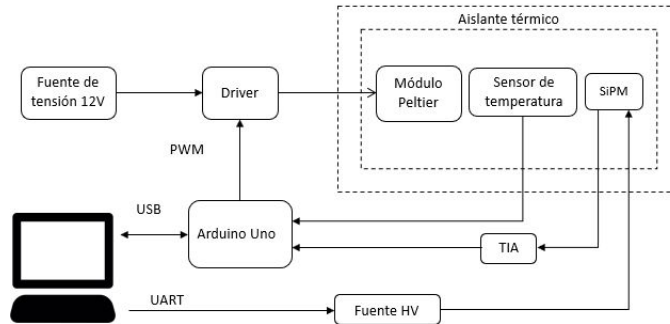
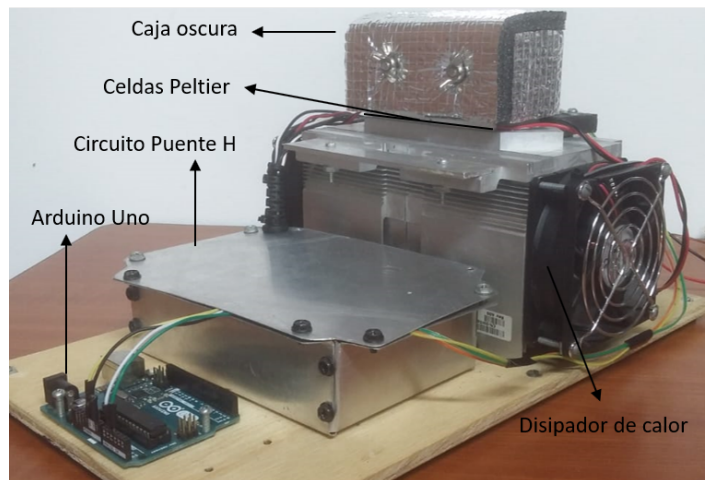


Figura 13. Sistema de control de temperatura. El parte superior se encuentra la caja oscura donde se ubica el SiPM, debajo están ubicadas las celdas Peltier junto a dos disipadores de calor y en la caja de aluminio se encuentra el puente H.



**5.1.1.1 Módulos Peltier.** Su principio de funcionamiento es el efecto Peltier, descubierto en 1834 por el físico francés Jean Charles Athanase Peltier, pero su aplicación práctica necesitó del desarrollo de los materiales semiconductores <sup>22</sup>. Este efecto se caracteriza por la absorción o producción de calor en las caras de un semiconductor cuando una corriente eléctrica directa fluye a través de éste.

Una celda Peltier está compuesta por dos semiconductores con dopaje diferente (tipo-N

<sup>22</sup> AP SANDOVAL, E ESPINOSA y JL BARAHONA. “Celdas Peltier: Una alternativa para sistemas de enfriamiento con base en semiconductor.” En: *Instituto de Electrónica* (2007), págs. 1-9.

y tipo-P) y una placa metálica entre estos. La dirección de la corriente eléctrica determina si el área se calienta o se enfría <sup>23</sup>, el calor generado mediante este efecto por unidad de tiempo está determinado por:

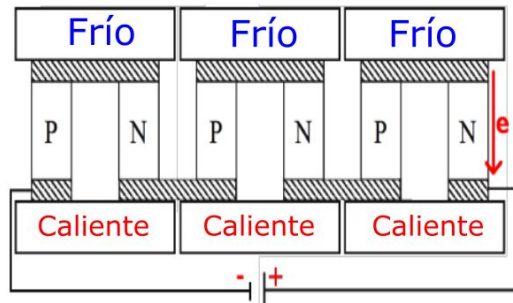
$$Q_{Pe} = (\Pi_A - \Pi_B) \cdot I, \quad (8)$$

donde,  $\Pi_{(A,B)}$  son los coeficientes Peltier de cada semiconductor e  $I$  es la corriente eléctrica.

La figura 14 muestra la estructura interna de una Celda Peltier, donde se observa la configuración de los semiconductores y la absorción o producción de calor en función de la dirección de la corriente eléctrica a través de la celda.

Para este trabajo se utilizó una celda Peltier TEC1-12706 <sup>24</sup>. Sus parámetros son los siguientes: tensión máxima de 16,4 V, corriente máxima de 6,4 A, máxima capacidad de disipación de potencia 57 W y una máxima diferencia de temperatura entre la cara fría y la caliente de 75 °C.

*Figura 14.* Estructura interna de una celda Peltier. La dirección de la corriente (flecha roja) determina cuál de las caras absorbe o genera calor.



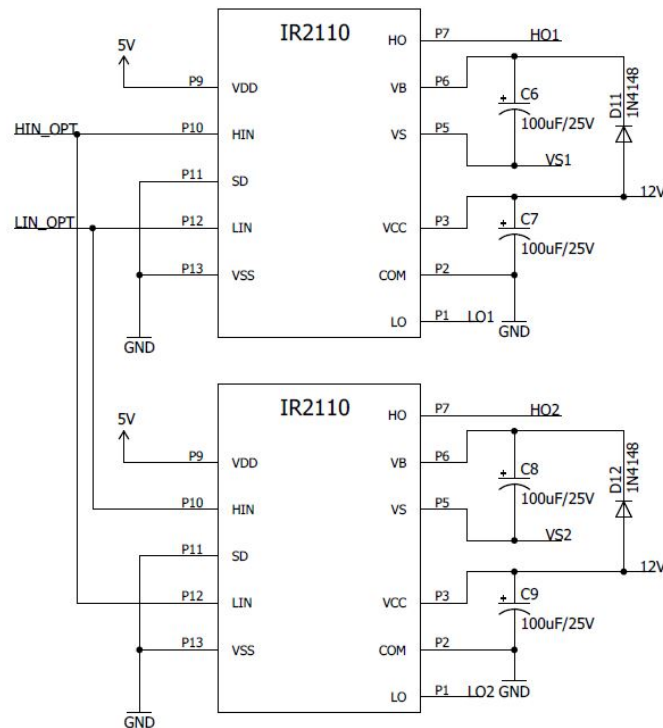
Fuente: KÜNSKEN, Andreas. Measurements of silicon photomultipliers at different operating points and simulation with GEANT4. Tesis doct. Aachen University, 2012, pág. 27.

<sup>23</sup> Yu.G. GUREVICH y G.N. LOGVINOV. “Linear theory of thermoelectric cooling”. En: *ICT 2005. 24th International Conference on Thermoelectrics, 2005*. Vol. 53. 5. IEEE, 2005, págs. 480-483.

<sup>24</sup> HEBEI L.T SHANGHAI CO. “Thermoelectric Cooler TEC1-12706”. 2012.

**5.1.1.2 Driver IR2110.** Para realizar el control de temperatura en el SiPM, es necesario controlar la magnitud y la dirección de la corriente que se le suministra a las celdas Peltier, por eso se utiliza el microcontrolador Atmega 328P para generar una señal de control PWM dependiendo de la temperatura objetivo. No obstante, la señal de control no puede ser conectada directamente a los MOSFET de potencia que se utilizan en el puente H, debido a que el voltaje  $V_{GS}$  necesario para que el MOSFET opere en la región de saturación y suministre la corriente necesaria a la carga (6 A) es del orden de 12 V. Por este motivo, es indispensable implementar un *driver*; es decir, un circuito que realiza la conversión de los 5 V suministrados por el microcontrolador a los 12 V necesarios para que los MOSFET del puente H operen correctamente, en este caso se utilizó el chip IR2110.

*Figura 15.* Driver IR2110, utilizado para controlar el puente H por medio del microcontrolador Atmega 328P.

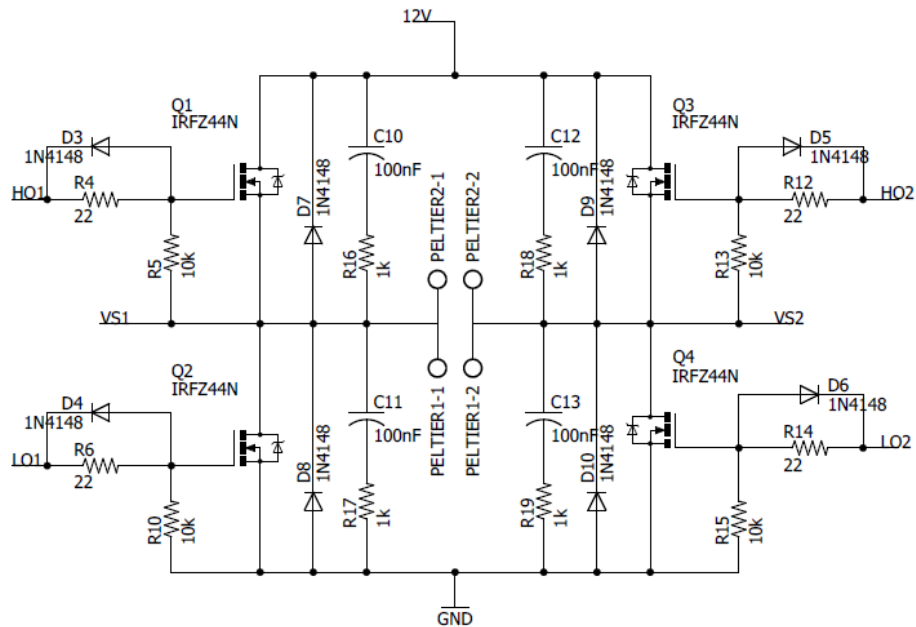


El *International Rectifiers IR2110 driver*, es un driver de alta velocidad que puede entregar voltajes en el rango de los 10-20 V y puede soportar corrientes de salida de hasta 2 A, mientras que entradas se adecuan para niveles de voltaje lógicos (TTL). En

la figura 15 se muestra la configuración utilizada y se puede observar que cada IR2110 controla medio puente H.

El análisis del circuito lo reduciremos únicamente a un IR2110, debido a que son dos circuitos iguales los que controlan el puente H completo. En la parte superior de la figura 15 se observa el circuito *bootstrap*, el cual está compuesto por C6 y D11. Su funcionamiento es el siguiente: cuando HIN está en bajo y LIN está en alto, la señal activa la parte baja del puente H (transistor Q2), conectando VS1 a tierra y haciendo que C6 se cargue a través de D11 hasta el voltaje VB. Por otra parte, cuando LIN está en bajo y HIN está en alto la carga almacenada en C6 es utilizada para suministrar el voltaje que hace que el transistor Q1 se active.

Figura 16. Puente H utilizado para controlar la magnitud y la dirección de la corriente entregada a las celdas Peltier.

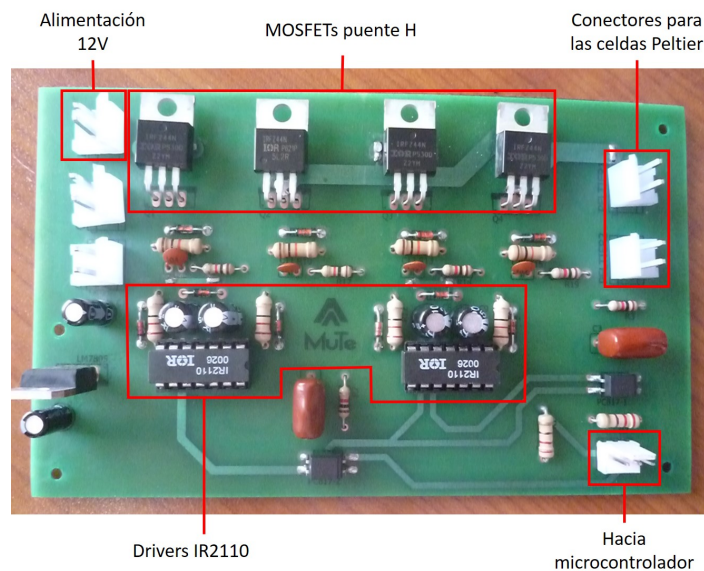


**5.1.1.3 Puente H.** El circuito que aquí se emplea, es mostrado en la fig. 16. Inicialmente, mientras Q2 y Q3 permanecen inactivos, Q1 y Q4 se activan simultáneamente para suministrar a las celdas peltier un voltaje entre 0 y 12 V en función del ciclo útil de la señal PWM que activa los MOSFET. De esta forma se activa medio puente H y las celdas Peltier comienzan a refrigerar el interior de la caja donde se encuentra el

SiPM. En caso contrario, cuando se activa la otra mitad del puente H controlado por Q2 y Q3 se cambia el sentido de la corriente y las celdas Peltier comienzan a calentar el interior de la caja.

Asimismo, los diodos D3, D4, D5 y D6 permiten descargar rápidamente la capacitancia de puerta de los MOSFET. Por otra parte, las resistencias R4, R6, R12 y R14 limitan la corriente en la puerta del transistor. Además, las resistencias R5, R10, R13 y R15 actúan como resistencias de *pull-down* aterrizando la puerta del MOSFET cuando se encuentra inactivo, evitando dejar en la puerta un voltaje flotante que pueda activar el MOSFET. Finalmente, los diodos D7, D8, D9 y D10 son protección contra voltajes inversos, R16, R17, R18, R19, C10, C11, C12 y C13 son una red *snubber* de tensión RC para ayudar a la conmutación de los MOSFET y suprimir los picos de voltaje.

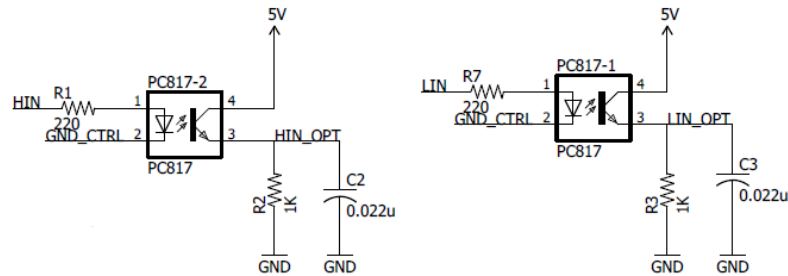
*Figura 17.* Implementación del puente H con los Drivers y demás circuitos necesarios para controlar la corriente que alimenta las celdas Peltier.



**5.1.1.4 Optoacoplamiento.** Como punto de partida, es necesario proteger las salidas del microcontrolador, por esta razón se utilizó un optoacoplador PC817, el cual consiste en un Diodo Emisor Infrarojo (IRED) que está acoplado a un fototransistor. En este caso, los pines 1 y 2 están conectados a las salidas del microcontrolador, mientras que el pin 3 está conectado a la entrada del driver IR2110. En este circuito, las resistencias R1 y R2 limitan la corriente que pasa por el IRED y por el fototransistor

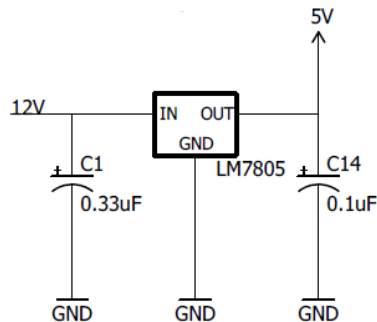
respectivamente, mientras que C2 ayuda a eliminar oscilaciones en el voltaje debido transitorios de conmutación.

*Figura 18.* Optoacopladores utilizados para asilar eléctricamente las salidas del microcontrolador y las entradas del driver.



**5.1.1.5 Regulador de voltaje.** Para la polarización del optoacoplador y el nivel de referencia del voltaje VDD del driver IR2110, fue necesario utilizar un regulador de voltaje LM7805, que a partir de 12 V permite obtener los 5 V necesarios. La topología básica, que se muestra en la fig. 19 la suministra el fabricante en una nota de aplicación.

*Figura 19.* Regulador de voltaje LM7805 utilizado para obtener los 5 V necesarios para polarizar en optoacoplador y suministrar el nivel de voltaje lógico de referencia al driver IR2110.



**5.1.1.6 Sensor de temperatura.** El LM35 es un sensor de temperatura de precisión, su salida de voltaje es linealmente proporcional a la temperatura, con una exactitud es de  $\pm 0,3$  °C. Su función de transferencia está dada por:

$$V_{out} = 10 \text{ mV}/^{\circ}\text{C} \times T, \quad (9)$$



el error entre este valor y la temperatura establecida como objetivo, para finalmente, aplicar el algoritmo (controlador PID) necesario para para estabilizar la temperatura en su valor objetivo.

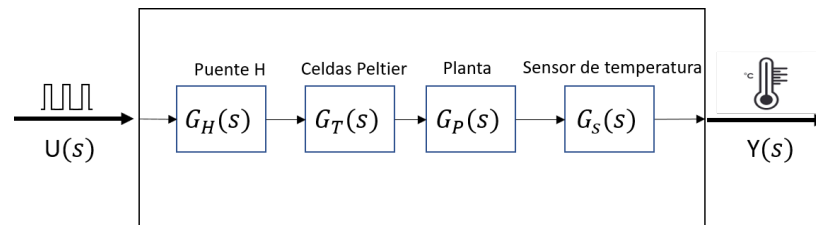
**5.1.1.8 Sistema FOPDT.** Un FOPDT ( First Order Plus Dead Time) es un modelo dinámico ampliamente utilizado para la obtención de los parámetros de sintonización de un controlador PID, su función de transferencia está dada por:

$$Gp(s) = \frac{k \cdot e^{-Ls}}{1 + Ts}, \quad (10)$$

donde,  $k$  es la ganancia en estado estable de la planta,  $T > 0$  representa la constante de tiempo de la planta y  $L > 0$  es el tiempo muerto. En este caso, se utilizó un modelado de *caja negra*, el cual se emplea cuando no se conocen todos los parámetros físicos del sistema. En lo que respecta al método, este consiste en registrar los datos de la salida del sistema cuando es estimulado con una señal conocida.

Al respecto, la descripción del procedimiento se muestra en la fig. 22, donde se observa que el sistema se estimula con una señal de tipo escalón unitario, mientras se registra la temperatura en el interior de la caja, esto corresponde con la señal de salida del sistema. Además, mediante el uso de la *System idetification toolbox* de Matlab<sup>®</sup> se identificaron las funciones de transferencia de la planta.

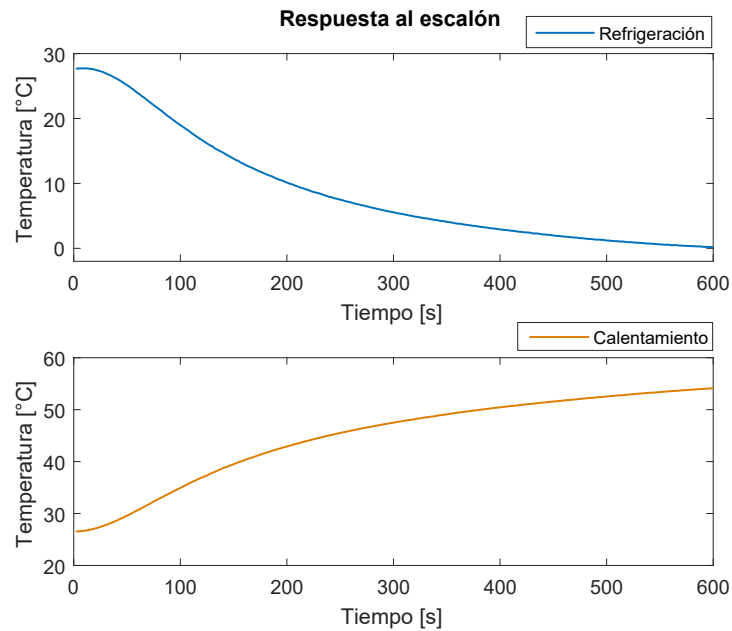
*Figura 22.* Sistema de control de temperatura compuesto por un puente H, dos celdas Peltier y un sensor de temperatura, con una entrada de tipo escalón unitario.



Para la caracterización del sistema en modo refrigeración se utilizó una señal de entrada de tipo PWM con un ciclo útil del 100 % que corresponde con un voltaje de alimentación en las celdas Peltier de 12 V y se registró la temperatura al interior de la caja durante 10 minutos, como se muestra en la cruva azul de la fig. 23. Por otra parte, para la caracterización del sistema en modo calentamiento, la señal PWM utilizada tenía un

ciclo útil del 37% correspondiente a un voltaje de alimentación en las celdas Peltier de 4,6 V, su resultado se muestra en la curva naranja de la fig. 23. Nótese que para el calentamiento no se utilizó el máximo ciclo útil debido a que su efecto sobre el sistema es mucho más agresivo.

*Figura 23.* Respuestas del sistema a una entrada de tipo escalón. La curva azul corresponde a la refrigeración y la naranja al calentamiento. En la forma de las curvas se puede observar tanto el retardo temporal como la forma exponencial de la respuesta en un sistema de primer orden.

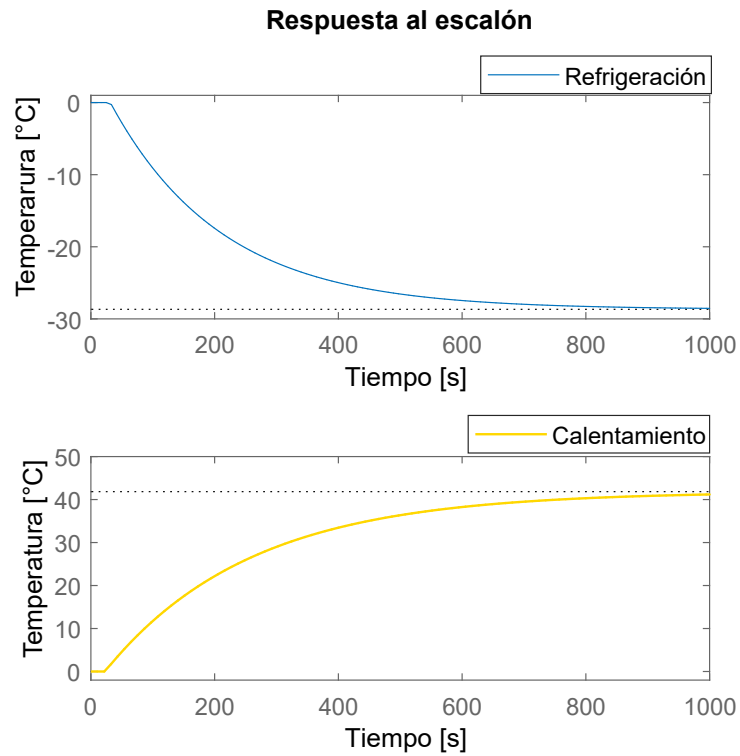


Para obtener los modelos dinámicos del sistema, a partir de los datos de entrada-salida registrados, se realizó un preprocesamiento que consistió en eliminar el *offset*. Posteriormente, con la ayuda de Matlab<sup>®</sup> se identificaron los FOPDT del sistema, la función de transferencia para la refrigeración  $G_{p1}(s)$  se muestra en la ecuación 11 y para el calentamiento  $G_{p2}(s)$  es la ecuación 12.

$$G_{p1}(s) = \frac{-29,02 \cdot e^{-27,92s}}{1 + 187,27s}, \quad (11)$$

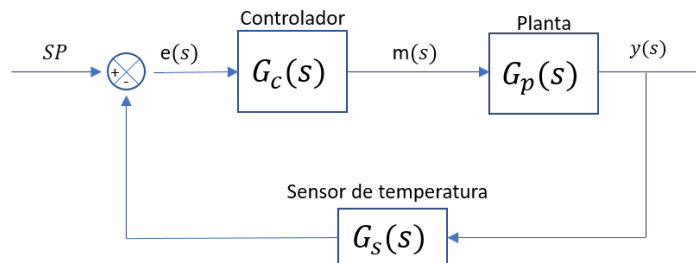
$$G_{p2}(s) = \frac{29,31 \cdot e^{-23,92s}}{1 + 215,96s}. \quad (12)$$

Figura 24. Respuestas del modelo FOPDT del sistema a una entrada de tipo escalón. La curva azul corresponde a la refrigeración y la naranja al calentamiento.



Con estas funciones de transferencia se graficó la respuesta del sistema ante una entrada de tipo escalón. Este resultado se muestra en la figura 24 donde el ajuste de los modelos FOPDT y los datos es de un 97 %.

Figura 25. Diagrama de bloques del sistema de control de temperatura.



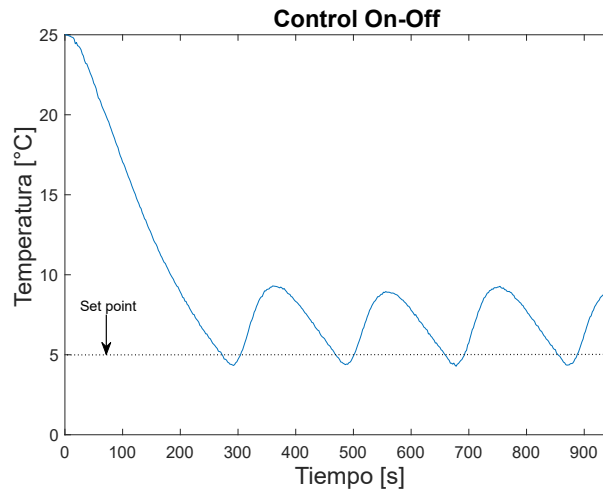
**5.1.1.9 Controlador PID.** Para mantener estable la temperatura dentro de la caja que contiene el SiPM fue necesario realizar un control de temperatura. Como primera aproximación se implementó un control On-Off, este tipo de control es muy

común en sistemas de control de temperatura, se caracteriza por contar únicamente con dos estados (encendido o apagado) y consiste en activar la acción de control (señal PWM) cuando la variable controlada (temperatura) está por arriba del valor deseado (set point) y luego desactivarlo cuando esté por debajo. La función de transferencia utilizada en la implementación del control se muestra en la ecuación 13

$$m(t) = \begin{cases} u_1(t) & \text{si } e(t) \geq 0, \\ u_2(t) & \text{si } e(t) < 0, \end{cases} \quad (13)$$

donde,  $u_1(t)$  es la función escalón que representa una señal PWM con un ciclo útil de 100% y hace que las celdas Peltier funcionen en modo refrigeración. Por otra parte,  $u_2(t)$  es una función escalón que representa una señal PWM con un ciclo útil de 37% y hace que las celdas Peltier funcionen en modo calentamiento.

*Figura 26.* Respuesta del sistema con un controlador On-Off cuando se establece una temperatura objetivo de 5 °C. Esta respuesta presenta oscilaciones con un amplitud de 4,9 °C.



En la figura 26 se muestra el resultado de la implementación del control On-Off. Se puede observar como el sistema llega a su temperatura objetivo en 270 segundos y a partir de este punto comienza a realizar oscilaciones con una brecha diferencial de 4,9 °C. Esto representa un rango de variación muy amplio y hace que este tipo de controlador no sea la mejor opción para este caso. Por lo tanto, se plantea la necesidad de implementar un controlador de tipo Proporcional Integral Derivativo.

El controlador Proporcional Integral Derivativo (PID) es el algoritmo de control más implementado en automatización de procesos industriales <sup>25</sup>. Este utiliza el principio de realimentación, que consiste en comparar la salida del sistema con un nivel de referencia y emplear esta diferencia para realizar una acción de control. Este tipo de realimentación se denomina realimentación negativa porque la variable manipulada es opuesta a la variable del proceso. Es decir, cuando la variable del proceso es mucho más pequeña que el punto de ajuste se incrementa la variable manipulada, mientras que cuando la variable del proceso es más grande que el punto de ajuste se disminuye la variable manipulada. Entre sus principales ventajas se encuentra el hecho de hacer que la variable de proceso se acerque al punto de ajuste, incluso ante perturbaciones y variaciones.

Un controlador PID, cuenta con tres partes principales: en primer lugar, una parte proporcional que consiste en el producto entre el error  $e(t)$  y la constante proporcional  $k_P$ . Este término define la rapidez con que la salida del sistema se acerca al punto de ajuste; pero, para valores muy grandes de  $k_P$ , hace que la salida del sistema oscile y presente grandes sobreimpulsos.

$$u_P(t) = k_P \cdot e(t).$$

En segundo lugar, una parte integral que se encarga de eliminar el error en estado estable agregado por el término proporcional. El control integral actúa cuando hay una diferencia entre la variable del proceso y el punto de ajuste, realizando la sumatoria de esta diferencia en el tiempo y agregándola a la acción proporcional.

$$u_I(t) = k_I \int_0^t e(t) dt.$$

Finalmente, el término derivativo mejora la estabilidad del lazo cerrado, permitiendo que el sistema reaccione rápidamente ante un cambio en el error.

$$u_D(t) = k_D \frac{d}{dt} e(t).$$

El controlador PID completo está compuesto por la suma de los términos anteriormente

---

<sup>25</sup> Karl ASTROM y Tore. Haggund. *PID controllers*. International Society for Measurement y Control, 1995, pág. 343.

mencionados.

$$u_{PID}(t) = u_P(t) + u_I(t) + u_D(t); \quad (14)$$

$$u_{PID}(t) = k_P \cdot e(t) + k_I \int_0^t e(\tau) d\tau + k_D \frac{d}{dt} e(t). \quad (15)$$

Para implementar el controlador PID en un microcontrolador es necesario discretizar la expresión 15. Utilizando la aproximación rectangular hacia atrás se puede obtener la versión discreta de los términos integral y derivativo.

La acción proporcional discreta es:

$$u_P(k) = k_P \cdot e(k).$$

La acción derivativa discreta es:

$$u_D(k) = k_D \frac{e_k - e_{k-1}}{T_s}.$$

La acción integral discreta es:

$$u_I(k) = k_I \cdot \sum_{i=1}^k e_i T_s.$$

Realizando la suma de estas acciones discretas se obtiene la expresión para el controlador PID discreto.

$$u_{PID}(k) = k_P \cdot e(k) + k_I \sum_{i=1}^k e_i T_s + k_D \frac{e_k - e_{k-1}}{T_s}. \quad (16)$$

El principal parámetro que se debe determinar para poder implementar este controlador discreto es el periodo de muestreo ( $T_s$ ). En la práctica existe un criterio para determinar este valor y está dado por la siguiente expresión:

$$T_s < \frac{T}{10},$$

donde,  $T$  representa la constante de tiempo del sistema. Como se puede observar en las ecuaciones 11 y 12 de los modelos del sistema, tanto para la refrigeración como para el calentamiento, estas constantes son 187,27 s y 215,96 s respectivamente. Tomando el

peor de los casos, es decir, la constante de tiempo del sistema para la refrigeración, se obtiene:

$$T_s < \frac{187,27}{10} \text{ s} = 18,727 \text{ s.}$$

Teniendo en cuenta el criterio anteriormente mencionado se eligió un periodo de muestreo de 2 s.

La sintonización del controlador consiste en determinar los parámetros ( $k_P$ ,  $k_I$  y  $k_D$ ) que cumplan con los requerimientos de diseño establecidos para el sistema controlado. Así, existen diferentes métodos para realizar esta sintonización: métodos experimentales basados en datos obtenidos del proceso y métodos analíticos que se basan en el modelo matemático del sistema.

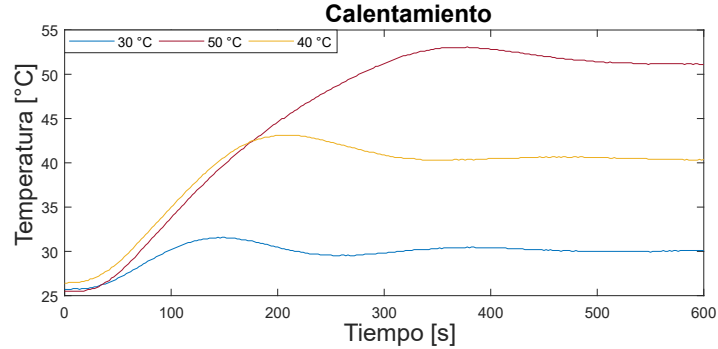
En este caso se utilizó una aplicación de Matlab<sup>®</sup> llamada *PID tuner* que ofrece una interfaz desde donde se puede seleccionar el tipo de controlador que se desea implementar a partir del modelo matemático del sistema, también se pueden variar los parámetros del controlador mientras se observa gráficamente la respuesta en magnitud, fase y tiempo del sistema para elegir el conjunto de parámetros que cumplan los requerimientos del sistema de control.

Para el sistema de calentamiento se obtuvieron los siguientes parámetros del controlador:  $k_P = 11,058$ ;  $k_I = 0,044$ ;  $k_D = 41,45$ . Este conjunto de parámetros se seleccionaron teniendo en cuenta el tiempo de establecimiento del sistema, el sobre impulso y el tiempo pico.

En la figura 27 se muestra la respuesta del sistema en el tiempo para las temperaturas objetivo de 30, 40 y 50 °C durante 10 minutos. Adicionalmente, en la tabla 3 se muestran los principales parámetros de respuesta del controlador para cada una de las temperaturas objetivo, donde se puede notar que el sistema logra establecerse en la temperatura objetivo en un tiempo menor a 534 segundos, presentado un máximo sobreimpulso del 37,2%.

Para calcular los parámetros de respuesta del controlador se tuvo en cuenta la temperatura inicial y para el tiempo de establecimiento ( $t_s$ ) se utilizó el criterio del 5%, que define que este tiempo es el tiempo que tarda el sistema en encontrarse dentro del

Figura 27. Respuesta del sistema de calentamiento con un controlador PID para temperaturas objetivo de 30 °C (curva azul), 40 °C (curva amarilla) y 50 °C (curva roja).



rango de  $\pm 5\%$  de la temperatura objetivo. Para este caso a la temperatura objetivo se le debe restar la temperatura inicial (temperatura ambiente). El tiempo pico ( $t_p$ ) se determinó como el tiempo en que el sistema llega a su valor máximo. El porcentaje de sobreimpulso ( $O.S$ ) se calculó utilizando la expresión 18.

$$M_p = y_{max} - y_{ss}, \quad (17)$$

$$O.S = \frac{M_p}{y_{ss} - y_0} \times 100\%, \quad (18)$$

donde,  $M_p$  corresponde al máximo sobreimpulso,  $y_{max}$  es el valor máximo de temperatura,  $y_{ss}$  es el valor de temperatura en estado estable y  $y_0$  es el valor inicial de temperatura ( $\sim 26$  °C).

Tabla 1. Parámetros de respuesta del controlador en modo calentamiento para diferentes temperaturas objetivo.

Set point [ °C]	$t_s$ [s]	$t_p$ [s]	$O.S$ [%]
30	432	136	37,2
40	310	200	21,4
50	534	378	12,2

Para el sistema de refrigeración se realizó el mismo proceso de sintonización utilizado en el sistema de calentamiento y se obtuvieron los siguientes parámetros del controlador:  $k_P = 30,6$ ;  $k_I = 0,148$ ;  $k_D = 100$ . En la figura 28 se observa la respuesta en el tiempo del sistema para temperaturas objetivo de 0, 10 y 20 °C durante 10 minutos. Así, el

sistema logra estabilizarse en cada unos de los casos y los parámetros de respuesta del controlador se muestran en la tabla 2, donde se puede concluir que el sistema presenta un máximo sobreimpulso del 26,6 %, un tiempo pico máximo de 486 segundos y un tiempo de establecimiento máximo de 576 segundos.

Figura 28. Respuesta del sistema de refrigeración con un controlador PID para temperaturas objetivo de 0 °C (curva azul), 10 °C (curva celeste) y 20 °C (curva amarilla).

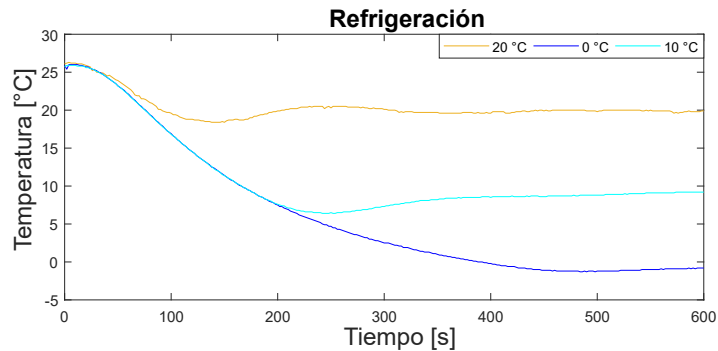


Tabla 2. Parámetros de respuesta del controlador en modo refrigeración para diferentes temperaturas objetivo.

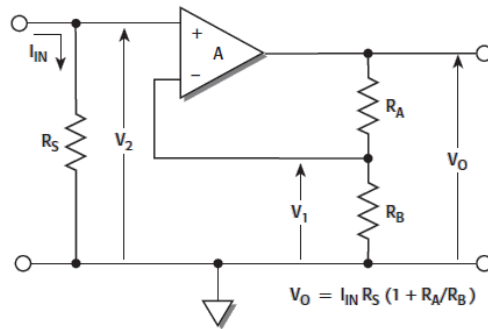
Set point [ °C]	$t_s$ [s]	$t_p$ [s]	$O.S$ [ %]
0	342	486	5
10	576	244	22,5
20	402	138	26,6

**5.1.2 Circuito de medición de corriente.** El segundo módulo de medición para el proceso de caracterización del voltaje de ruptura es el circuito de medición de corriente. La corriente que se necesita medir es la corriente oscura del SiPM, esta corriente es del orden de los nanoamperios (nA). Según <sup>26</sup> existen dos técnicas muy utilizadas para realizar mediciones de corriente: medición en derivación o “*shunt*” y medición mediante un amplificador de transimpedancia o amperímetro realimentado.

De esta manera, la técnica de medición tipo “*shunt*” consiste en poner una resistencia en serie con la fuente de corriente ( $I_N$ ) que se desea medir, según la ley de Ohm.

<sup>26</sup> KEITHLEY. *Low Level Measurements Handbook*. Ed. por Keithley Instruments. 6th. 2004.

Figura 29. Topología de amperímetro tipo “shunt”.



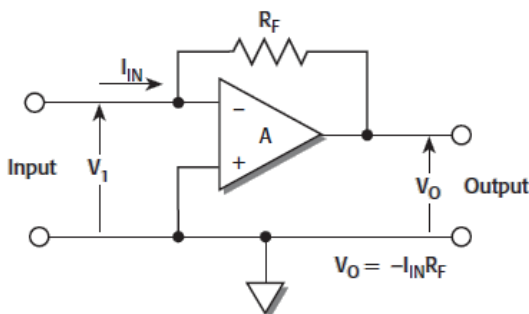
Esto genera una caída de voltaje ( $V_2$ ) proporcional a la corriente que pasa por la resistencia ( $R_s$ ), como se muestra en la fig. 29. Sin embargo, el voltaje de entrada ( $V_2$ ), también llamado voltaje de carga (*Burden Voltage*), es una de las principales desventajas de esta topología. Si se necesita medir corrientes en el orden de los nanoamperios, entonces  $R_s$  debe ser del orden de los  $M\Omega$  para generar un voltaje de carga del orden de los mV.

La salida del amplificador no inversor se calcula como:

$$V_o = V_2 \left( 1 + \frac{R_A}{R_B} \right); \quad (19)$$

$$V_o = I_{IN} R_s \left( 1 + \frac{R_A}{R_B} \right). \quad (20)$$

Figura 30. Amperímetro de realimentación basado en un amplificador de transimpedancia (TIA).



Por otra parte, la técnica de medición basada en un amplificador de transimpedancia consiste en hacer pasar la corriente de entrada ( $I_{IN}$ ) por la resistencia de realimentación

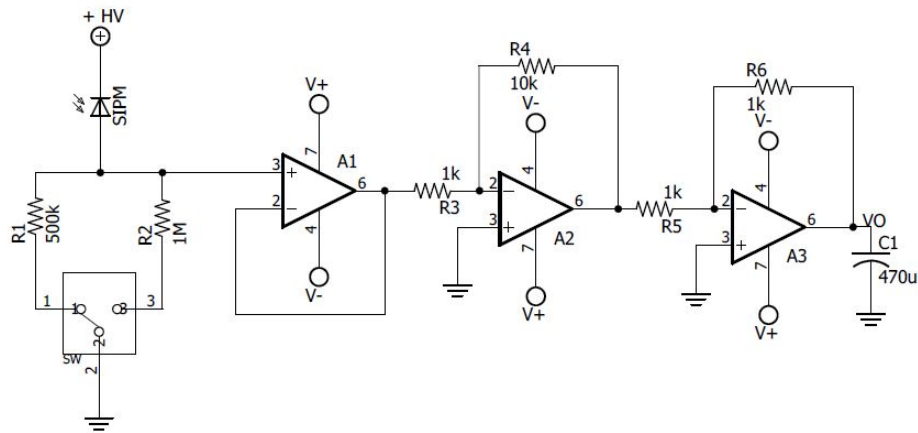
( $R_F$ ) de un TIA y generar un voltaje en la salida del amplificador que es una medida directa de la corriente de entrada, minimizando el voltaje de carga.

El principal requisito de operación es que el valor de *offset* de la corriente del amplificador debe ser mucho menor que la corriente  $I_{IN}$  para que su efecto en la medición sea despreciable. Además, para altas frecuencias la capacitancia de salida de la fuente de corriente y la capacitancia de entrada del amplificador afectan la estabilidad del circuito. Para mitigar este efecto (compensar el amplificador) se debe utilizar un capacitor en paralelo con  $R_F$ .

$$V_o = -I_{IN}R_F. \quad (21)$$

En este trabajo se utilizó la topología tipo “*shunt*”, debido a que las corrientes que se deben medir son generadas por un SiPM que se polariza con un voltaje en el rango de los 40 a 60 V y el voltaje de carga que se genera utilizando la topología tipo “*shunt*” es de máximo 500 mV.

*Figura 31.* Circuito utilizado para el amperímetro tipo “*shunt*”. Compuesto por cuatro etapas, una etapa de conversión de corriente a voltaje, un búfer, un amplificador inversor y un filtro pasa bajas.



El circuito utilizado para implementar el medidor de corriente se muestra en la fig. 31, donde se pueden observar cuatro etapas. La primera etapa es la que realiza la conversión de corriente a voltaje por medio de  $R_1$  o  $R_2$ , que pueden ser seleccionadas por

medio del *switch* SW en función de la magnitud de la corriente que genere el SiPM que esta polarizado por la fuente HV.

La segunda etapa es un búfer que hace la adaptación de impedancias entre la primera etapa, que tiene una alta impedancia y la tercera etapa, que tiene una baja impedancia. La tercera etapa es un amplificador inversor con una ganancia de 10. Finalmente, la cuarta etapa es la etapa de salida y consiste en un filtro pasa bajas con una frecuencia de corte de 2,1 Hz .

El voltaje de salida  $V_o$  es leído por una entrada analógica del microcontrolador Atmega 328, el cual tiene un ADC con una resolución de 10 bits y puede mapear voltajes en el rango de 0 a 5 V, de forma que para definir los rangos de corriente se ajustaron los valores de  $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5$  y  $R_6$ , teniendo dos rangos de medición de corriente en el instrumento (2,5 nA a 500 nA y 2,5 nA 1 uA) en función del valor de la resistencia de sensado utilizada ( $1M\Omega$  o  $500 k\Omega$ ). Para estas configuraciones se tiene un *Burden Voltage* máximo de 500 mV.

El amplificador operacional utilizado para  $A_1, A_2$  y  $A_3$  es el OPA4228, sus principales características son un *Slew Rate* de  $11V/\mu s$ , un ancho de banda de 33 MHz, un voltaje *Offset* de entrada de  $\pm 5 \mu V$ , una corriente de polarización (Input Bias Current) de  $\pm 2,5$  nA, un rango del voltaje de alimentación de  $\pm 2,5$  V a  $\pm 18$  V.

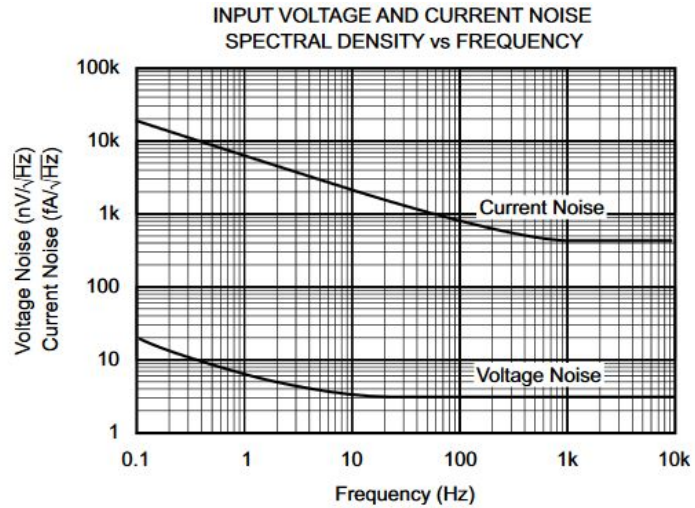
Tabla 3. Principales parámetros eléctricos del amplificador operacional OPA4228.

Parámetro	Típico	Máximo
Input Offset Voltage	$\pm 10 \mu V$	$\pm 200 \mu V$
Input Bias Current	$\pm 2,5 nA$	$\pm 10 nA$

**5.1.2.1 Análisis de Ruido del nanoamperímetro.** Para el análisis de ruido se divide el circuito de medición de corriente en cada una de sus etapas, se identifican las fuentes de ruido y se calcula su contribución rms y pico-pico para el rango de frecuencia de interés (0,1 – 2,1 Hz). El ruido dominante en este rango de frecuencias es el ruido flicker ( $1/f$ ), por lo tanto para simplificar los cálculos se desprecia el ruido de banda ancha.

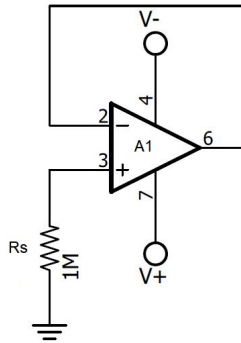
La primera etapa está compuesta por la resistencia de sensado y un búfer. Esta etapa es

Figura 32. Densidad espectral de ruido de entrada para corriente y voltaje del OPA4228.



Fuente: TEXAS INSTRUMENTS. OPAx22x High Precision, Low Noise operational amplifiers, Data Sheet, 2005, pág. 1.

Figura 33. Primera etapa del circuito de medición de corriente, compuesta por una resistencia de sensado y un búfer.



crítica en términos del ruido que aporta al circuito, debido al alto valor de la resistencia  $R_s$  la cual posee ruido térmico y también convierte el ruido de corriente en ruido de voltaje. El ruido del amplificador para el rango de frecuencia de interés (0,1 – 2,1 Hz) es  $E_{nvflicker}$  y se calcula como:

$$E_{nNorm} = e_{nf} \sqrt{f_0} = 6,32 \text{ nV}_{rms} , \quad (22)$$

donde,  $e_{nf}$  es la densidad espectral de ruido de voltaje a la más baja frecuencia mostrada en la curva  $1/f$ ,  $f_0$  es la más baja frecuencia mostrada en la curva  $1/f$  de la fig. 32 y  $E_{nNorm}$  es la densidad espectral de ruido normalizada a 1 Hz,  $f_H$  y  $f_L$  son las frecuencias de corte superior e inferior de la curva  $1/f$  respectivamente.

$$E_{nvflicker} = E_{nNorm} \sqrt{\ln \left( \frac{F_H}{F_L} \right)} = 11,027 \text{ nV}_{rms}. \quad (23)$$

Otro componente de ruido es el ruido térmico y su densidad espectral de ruido se calcula como:

$$E_{nR} = \sqrt{4K_B T R_s \Delta f} = 181,98 \text{ nV}_{rms}, \quad (24)$$

donde,  $K_B$  es la constante de *Boltzmann*,  $T$  es la temperatura absoluta en grados Kelvin, y  $\Delta f$  es el ancho de banda para el que se calcula el ruido. El ruido de corriente tiene un efecto sobre el ruido de voltaje, este factor es:

$$E_{niNorm} = (i_{nf} \times R_s) \sqrt{f_0} = 6,32 \text{ } \mu\text{V}_{rms}, \quad (25)$$

donde,  $E_{niNorm}$  es el ruido de voltaje causador por el ruido de corriente al pasar por  $R_s$ .

$$E_{niflicker} = E_{niNorm} \sqrt{\ln \left( \frac{F_H}{F_L} \right)} = 11,035 \text{ } \mu\text{V}_{rms}. \quad (26)$$

El ruido total es:

$$E_{nt}(rms) = \sqrt{(E_{nvflicker})^2 + (E_{nR})^2 + (E_{niflicker})^2}; \quad (27)$$

$$E_{nt}(rms) = 11,036 \text{ } \mu\text{V}_{rms}; \quad (28)$$

$$E_{nt}(pp) = 6 \times E_{nt}(rms) = 66,22 \text{ } \mu\text{V}_{pp}. \quad (29)$$

Como se observa en la expresión 28 el término  $E_{niflicker}$  es dominante para valores muy grandes de  $R_s$  <sup>27</sup>, por lo tanto los otros términos se pueden despreciar.

Si se analizan las siguientes etapas del circuito de medición de corriente, la más crí-

---

<sup>27</sup> INSTRUMENTS TEXAS y SLYT INCORPORATED. "Source resistance and noise considerations in amplifiers". En: *Analog Applications Journal* (2012).

tica es la que tiene mayor ganancia (10). En esta etapa la resistencia equivalente que genera un ruido de voltaje referido a la entrada es  $R_3||R_4$  ( $0,9\text{ k}\Omega$ ). De esta forma el ruido térmico es despreciable y el ruido de voltaje es el mismo que en la primer etapa ( $11,027\text{ nV}_{rms}$ ), igualmente despreciable. Asimismo, el ruido de voltaje relacionado con el paso del ruido de corriente por  $R_3||R_4$  es despreciable comparado con el ruido de voltaje total en la primera etapa. Esto debido a el bajo valor de esta resistencia equivalente y la baja ganancia del ruido (101).

Por último, el ruido de voltaje referido a la salida del medidor de corriente es igual a el ruido en la primera etapa multiplicado por la ganancia de la segunda etapa.

$$E_{ntOut}(pp) = 10 \times E_{nt} = 662,2\ \mu V_{pp}. \quad (30)$$

Otro componente del error DC del circuito es el voltaje de *offset* del amplificador. Teniendo en cuenta que el ADC utilizado cuenta con 10 bits para un rango de 5 V la resolución es 4,88 mV, el cual es mayor al ruido del voltaje del sistema y se puede considerar que el ruido no afectará considerablemente el circuito diseñado.

Finalmente, en la figura 34 se muestra el resultado de la medición de la corriente oscura en un SiPM antes de la región de avalancha. A partir de estas muestras, se calculó la desviación estándar  $\sigma$  (0.24 nA) y el valor mínimo que se puede medir (2.12 nA)

**5.1.3 Fuente de polarización del SiPM.** Un módulo indispensable para cualquiera de los procedimientos de caracterización es la fuente de polarización del SiPM. En este caso, se utilizó el módulo C12332-01 de Hamamatsu, éste incluye una tarjeta con un sensor de temperatura (LM94021BIMGX de Texas Instruments) y un soporte para ubicar el SiPM, adicionalmente cuenta con una fuente de voltaje C11204-01, una etapa de amplificación y una interfaz USB, como se muestra en la fig. 35.

Asimismo, en la figura 36 se muestra la interfaz gráfica del *software* que controla el módulo. En el recuadro 1 se enciende o se apaga el módulo. En el recuadro 2, se puede ajustar el voltaje de operación y opcionalmente introducir los coeficientes de temperatura del SiPM para realizar la compensación correspondiente. En el recuadro 3, se puede monitorear la temperatura, la corriente y el voltaje en el SiPM. Finalmente, en el recuadro 4, se muestra la conexión eléctrica típica del SiPM y la curva de dependencia

Figura 34. Medición de la corriente oscura del SiPM, utilizada para calcular la desviación estándar de las muestras en la medición de corriente.

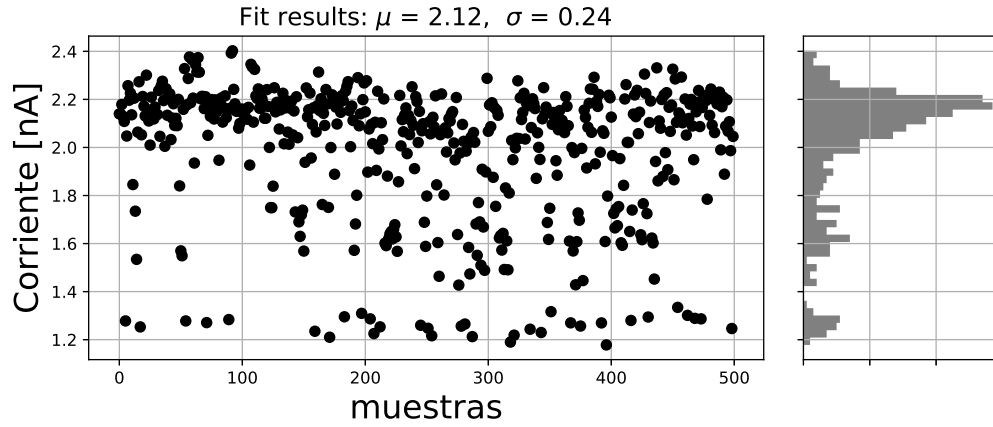


Tabla 4. Características eléctricas del módulo C12332-01 de Hamamatsu, utilizado para polarizar los SiPM.

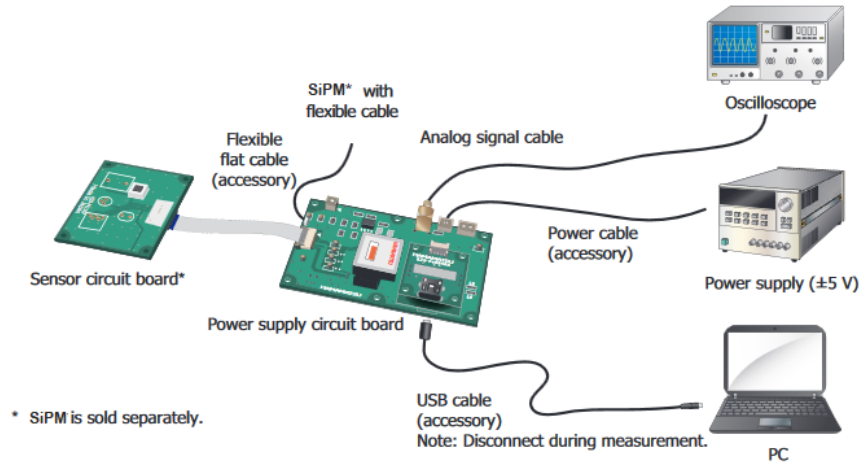
Parámetro	Valor típico	Unidades
Voltaje de alimentación	$\pm 5$	V
Rango de voltaje de salida	40 a 80	V
Consumo de corriente	48	mA
Resolución	10	mV
Frecuencia de corte del amplificador	40	MHz
Ganancia del amplificador	92	–

del voltaje de operación en función de la temperatura. Este *software* es compatible con un sistema operativo Microsoft<sup>®</sup> Windows<sup>®</sup> 7 (32-bits, 64-bits).

## 5.2. MÓDULO DE CARACTERIZACIÓN DEL FOTÓN EQUIVALENTE Y LA GANANCIA.

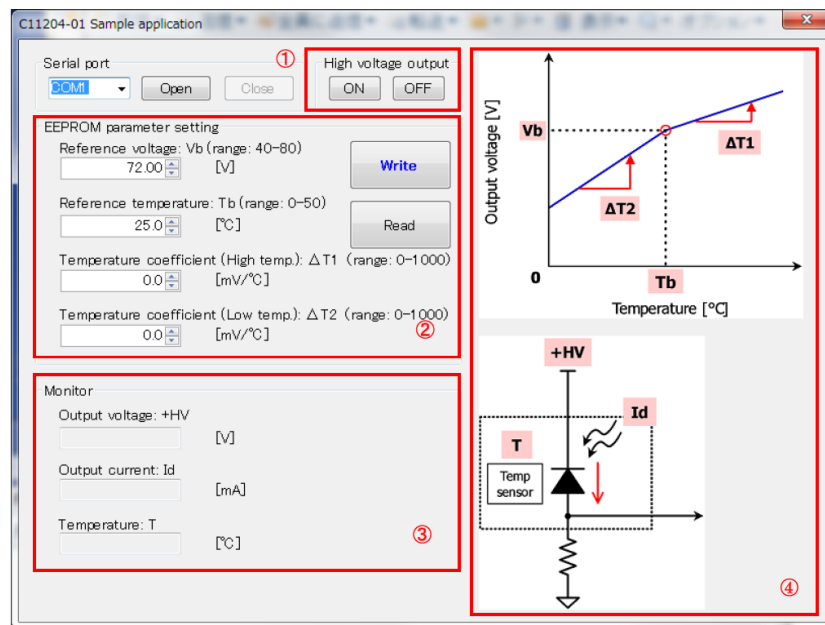
Para obtener el fotón equivalente (p.e.) y la ganancia del los SiPMs es necesario generar los histogramas de pico y de carga. Estos histogramas se pueden obtener mediante el análisis de los pulsos del SiPM cuando se realiza una estimulación controlada del dispositivo utilizando una fuente de luz pulsada.

Figura 35. Ejemplo de conexión del módulo C12332-01 de Hamamatsu (*power supply circuit board*). La fuente de polarización del SiPM se alimenta con una fuente externa de  $\pm 5$  V y su configuración se realiza por medio de una interfaz USB.



fuente: HAMAMATSU PHOTONICS. Driver circuit for MPPC, Data sheet, 2016, pág. 3.

Figura 36. Interfaz gráfica del *software* que controla el módulo C12332-01 de Hamamatsu, utilizado para polarizar los SiPM.

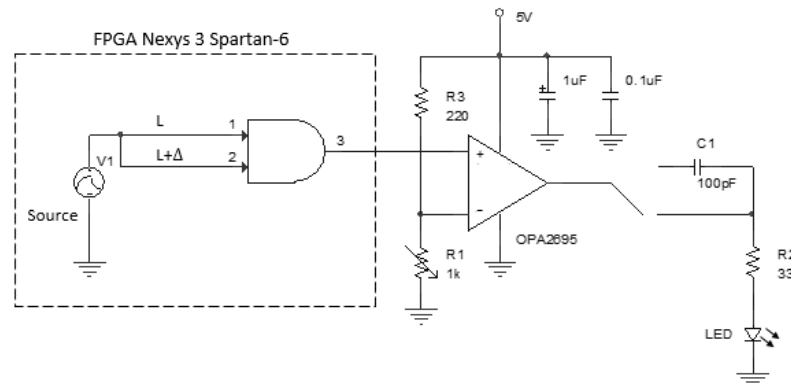


El histograma de pico representa gráficamente la frecuencia de ocurrencia de eventos con determinados valores máximos de voltaje, este histograma se caracteriza por

tener picos que representan el número de fotones equivalentes, por consiguiente 1 p.e. está definido como la distancia entre dos picos consecutivos. Por otra parte, el histograma de carga se obtiene al realizar la integración numérica de los pulsos de corriente del SiPM, la diferencia entre los picos de este histograma es la carga en Coulombs de un pulso Geiger. Esta carga está directamente relacionada con la ganancia mediante la expresión 3.

**5.2.1 Fuente de luz pulsada.** Para implementar una fuente de luz pulsada de baja intensidad es necesario crear una fuente de pulsos de voltaje que activen un LED de 470 nm. La fuente de luz pulsada es empleada para estimular el SiPM de forma controlada en los experimentos que permiten obtener el valor de 1 p.e, la ganancia y la probabilidad de los tipos de ruido. Según <sup>28</sup> el ancho de estos pulsos debe ser del orden de 10 ns, esto para emular el tiempo de respuesta de los pulsos de luz emitidos por los centelladores plásticos usados en los detectores de partículas.

*Figura 37.* Circuito utilizado para construcción de la fuente de luz pulsada, compuesto de dos etapas, una digital y otra analógica.



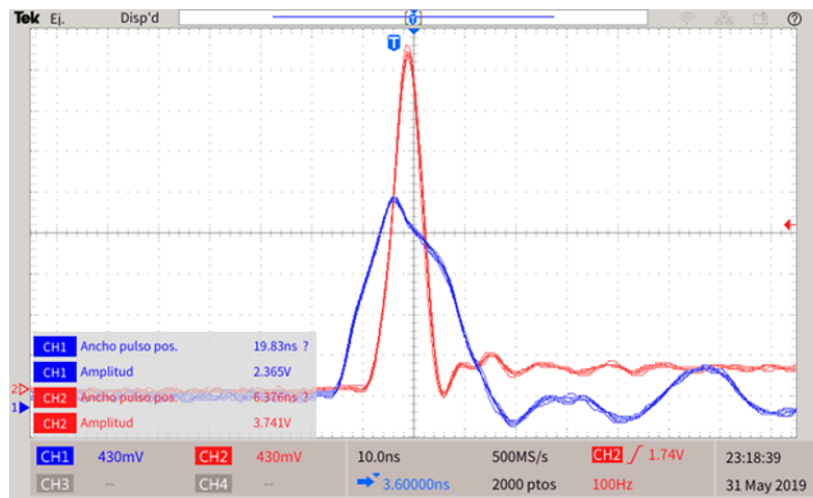
El circuito utilizado en la fuente de luz pulsada se presenta en la fig. 37. Inicialmente, se emplea una FPGA Nexys 3 Spartan-6 para generar dos pulsos periódicos con frecuencias entre 100 Hz y 25.6 kHz con un ancho de pulso de 30 ns, sincronizados con una señal de disparo (*trigger*). Luego uno de estos pulsos se retarda usando una línea coaxial de 50 cm para posteriormente realizar una operación lógica (AND) entre

<sup>28</sup> G GEORGIEV, V KOZHUHAROV y L TSANKOV. “Design and performance of a low-intensity led driver for detector study purposes”. En: *RAD Conference Proceedings*. Vol. 1. 2016, págs. 90-94.

éstos y generar un nuevo pulso con un ancho de 20 ns. Este nuevo pulso pasa por un amplificador en modo comparador para reducir aún más el ancho mientras se aumenta su amplitud.

El comparador utiliza un voltaje de referencia que se puede variar mediante el potenciómetro R1, para generar un pulso con un ancho de 6 ns a 11 ns y una amplitud entre 1.8 V y 3.7 V. Finalmente, mediante el capacitor C1 se puede eliminar la componente DC del pulso final.

*Figura 38.* Forma de los pulsos generados. En azul el pulso que ingresa al comparador, en rojo el pulso de salida con su máxima amplitud (3.7 V) sin componente DC. El FWHM (anchura a media altura) es menor a 10 ns.



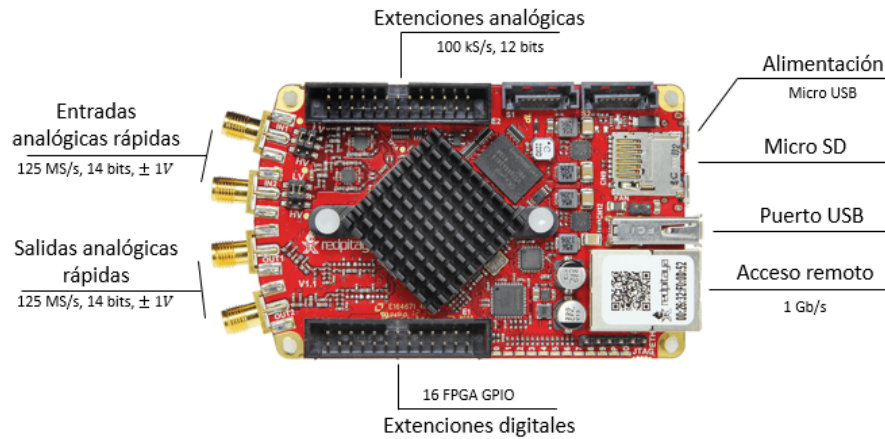
La técnica utilizada para el generador de pulsos se basa en <sup>29</sup>. Esta la idea consiste en usar un amplificador con realimentación de corriente como comparador. En este caso, el amplificador seleccionado es el OPA2695 de Texas Instruments, el criterio de selección fue el *slew rate* y la corriente de salida que para este amplificador son 2900 V/ $\mu$ s y 120 mA, respectivamente. Por otra parte, para generar los pulsos de luz se utilizó un LED azul difuso de 5 mm que emite fotones con una longitud de onda de 470 nm (longitud de onda de emisión típica en centelladores) y funciona con una corriente de 30 mA.

---

<sup>29</sup> Franz Peter ZANTIS y Dipl TU. *Generating of short pulses with high amplitudes by using of standard Current-Feedback-Amplifier*. 2016.



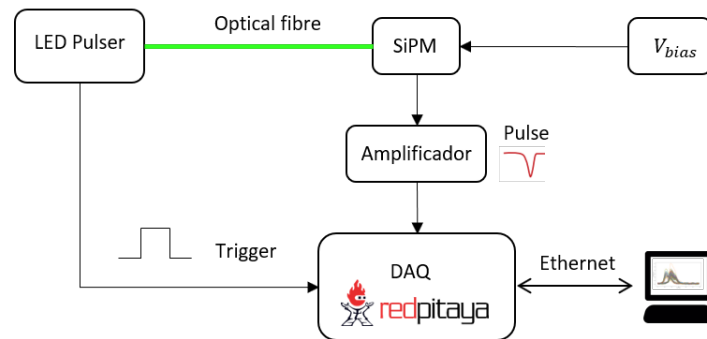
Figura 40. Red pitaya utilizada para la adquisición y almacenamiento de los pulsos de los SiPM.



*script* genera un archivo de texto plano con todas las muestras de los pulsos registrados.

La configuración experimental utilizada para el registro de datos se muestra en la fig. 41. Por otra parte, el acceso remoto a la red pitaya se realiza por medio de un protocolo SSH (Secure Shell) y el procesamiento y análisis de los datos adquiridos se realiza *off-line*.

Figura 41. Diagrama del montaje utilizado para para registrar los eventos en el SiPM cuando este se estimula con la fuente de luz pulsada.

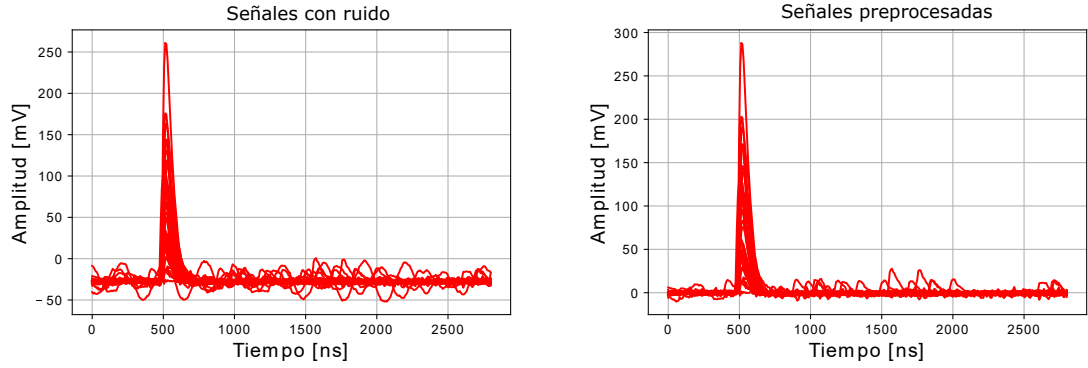


### 5.3. RUIDO EN SIPMS

Tanto el ruido correlacionado (*crosstalk* y *afterpulses*) como el no correlacionado (DCR) se obtienen del procesamiento de los datos registrados a partir de la configuración ex-

perimental mostrada en la fig. 41. El análisis de estos datos se realizó utilizando Python dentro del entorno de trabajo Jupyter. Este procesamiento, consiste en primera medida, en un algoritmo que realiza un filtrado de los pulsos eliminando cualquier tipo de ruido debido a interferencias electromagnéticas, posteriormente se realiza una corrección de línea base (*offset*) como se muestra en la fig. 42.

*Figura 42.* Pulsos de voltaje de un SiPM antes y después del preprocesamiento para filtrar ruido por interferencias electromagnéticas y eliminar el *offset*.



Finalmente, se aplican los diferentes algoritmos que permiten realizar el cálculo de la probabilidad del ruido. El DCR se calcula como:

$$DCR = \frac{N_{A1p.e.}}{W_{tA}N_p}, \quad (31)$$

donde,  $N_{A1p.e.}$  es el número de eventos con una amplitud de 1 p.e. en una ventana de tiempo ( $W_{tA}$ ) antes de los pulsos primarios y  $N_p$  es el número total de eventos. Asimismo, la probabilidad de *afterpulses* se calcula como:

$$P_{AP} = \frac{N_{B1p.e.} - N_{A1p.e.}}{N_p} \times 100, \quad (32)$$

donde,  $N_{B1p.e.}$  corresponde al número de eventos con una amplitud de 1 p.e. en una ventana de tiempo posterior a los pulsos primarios. Por último, la probabilidad del *crosstalk* se define como:

$$P_{CT} = \frac{N_{2p.e.}}{N_p} \times 100, \quad (33)$$

donde,  $N_{2p.e.}$  significa el número de eventos con una amplitud de 2 p.e después de los pulsos primarios.

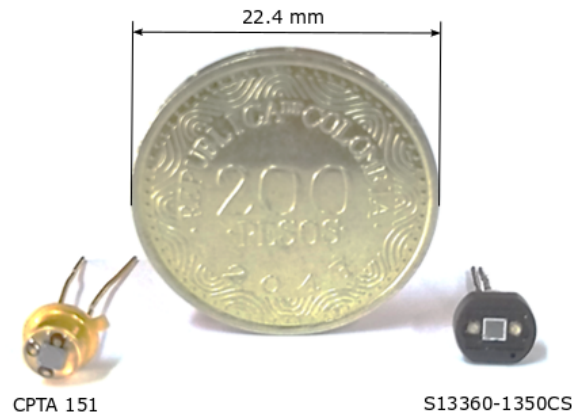
## 6. RESULTADOS

En esta sección se presentan los resultados de la caracterización del voltaje de ruptura, ganancia, conteo oscuro, *crosstalk* y *afterpulses* en función de la temperatura y del sobre-voltaje, para los SiPMs S13360-1350CS de Hamamatsu y CPTA 151.

### 6.1. SENSORES ESTUDIADOS

Los módulos electrónicos desarrollados en este trabajo se utilizaron para caracterizar los principales parámetros de rendimiento de SiPMs en general. En este caso se eligieron dos SiPM a caracterizar: el SiPM S13360-1350CS y el CPTA 151.

*Figura 43.* Fotomultiplicadores de silicio, en la parte izquierda el CPTA 151, en la derecha el Hamamatsu S13360-1350CS.



El SiPM de la serie S13360-1350CS de Hamamatsu utilizado para mediciones de precisión, hereda las excelentes características de bajo *afterpulse* de series anteriores, además de proporcionar menor *crosstalk* y *dark count*. El SiPM CPTA 151 utilizado para el desarrollo de prototipos para tomografía computarizada de protones, en el Laboratorio Nacional Fermi (Fermilab) <sup>30</sup>.

---

<sup>30</sup> A GEARHART y col. "Silicon Photomultiplier Choice for the Scintillating Fiber Tracker in Second Generation Proton Computed Tomography Scanner". En: *Fermilab-Pub* (2012), págs. 1-14.

En la Tabla 5 se muestran los principales parámetros de rendimiento suministrados por el fabricante para cada uno de los sensores estudiados.

Tabla 5. Parámetros de los sensores estudiados.

Parámetro	S13360-1350CS (T=25°C)	CPTA 151 (T=22°C)
Número de píxeles	667	796
Tamaño del píxel ( $\mu m^2$ )	50x50	40x40
Área fotosensible ( $mm^2$ )	$1,3 \times 1,3$	$1,28 \times 1,28$
Pico de sensibilidad (nm)	450	600
Ganancia	$1,7 \times 10^6$	$4 \times 10^5$
DCR típica (kHz)	90	600
Probabilidad de <i> Crosstalk</i> (%)	3	10

## 6.2. VOLTAJE DE RUPTURA

El primer conjunto de mediciones, para visualizar la dependencia de la temperatura en el voltaje de ruptura, son las curvas de corriente contra voltaje (I-V) mostradas en la Fig. 44 y obtenidas mediante un *script* en Python. Estas curvas se obtienen realizando la medición de la corriente oscura (*Dark current*) en los SiPM, para voltajes de operación ( $V_{Bias}$ ) en el rango de 40 V a 60 V en el caso del SiPM de Hamamatsu y de entre 40 a 50 V para el caso del CPTA teniendo en cuenta los valores máximos recomendados por el fabricante. Estas curvas I-V se generan para temperaturas en el rango de 0 a 40 °C, todo esto utilizando la configuración experimental mostrada en la Fig. 12.

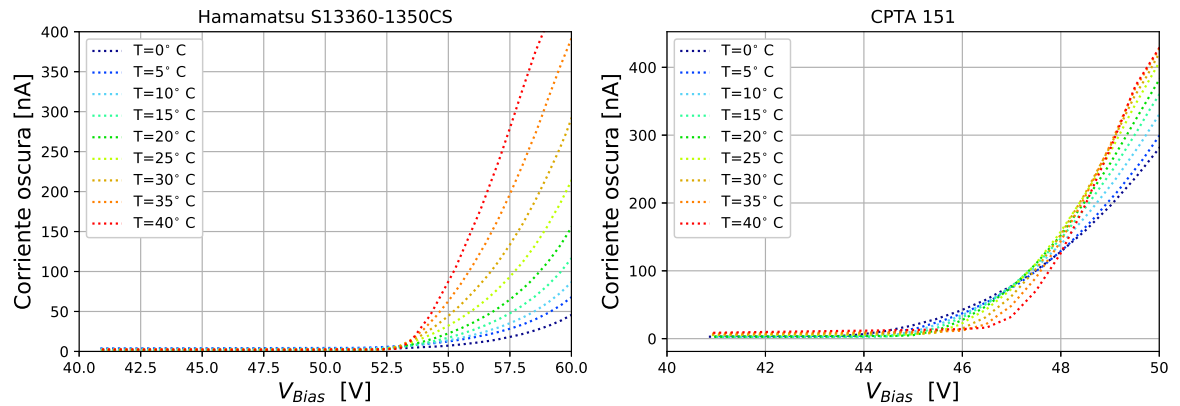
En la Fig. 44. se observa un aumento en la pendiente de las curvas I-V a medida que la temperatura aumenta. Adicionalmente, se puede notar que las curvas I-V en la Fig. 44(a) tienen una menor dependencia de la temperatura, mientras que las curvas I-V en la Fig. 44(b) presentan una mayor dependencia para el rango de voltaje de polarización utilizado en cada sensor.

A partir de las curvas I-V se obtienen las curvas  $\log(I)$  vs  $V$ , su punto de inflexión determina el voltaje de ruptura y se calcula como la intersección de la recta tangente a la curva  $\log(I)$  y la línea base<sup>1231</sup>. Este procedimiento se realiza para cada temperatura

---

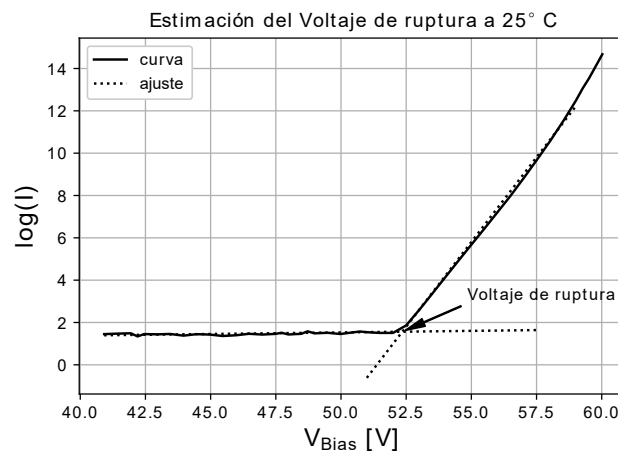
<sup>31</sup> Ferenc NAGY y col. “A model based DC analysis of SiPM breakdown voltages”. En: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors*

Figura 44. Corriente oscura en función del voltaje de polarización para los sensores S13360-1350CS de Hamamatsu (izquierda) y CPTA 151 (derecha) en el rango de temperatura de 0 a 40 °C.



en el rango de análisis, en la Fig. 45 se expone el procedimiento para una temperatura de 25 °C.

Figura 45. Método para la estimación del voltaje de ruptura, se muestra como ejemplo una temperatura de 25 °C para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu.



En la Fig. 46 se puede observar la curva de la dependencia de la temperatura para el voltaje de ruptura. Las funciones de ajuste para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu

---

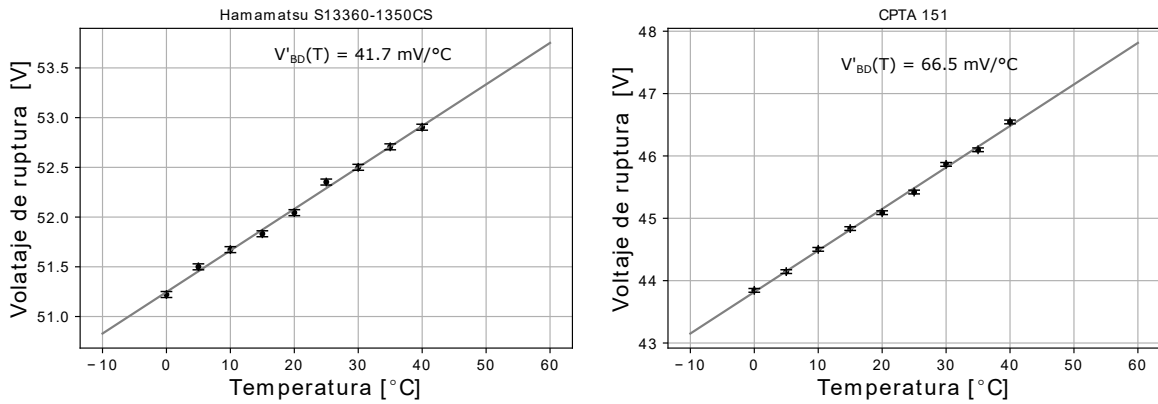
and Associated Equipment 849 (2017), págs. 55-59.

( $V_{BDH}$ ) y para el CPTA 151 ( $V_{BDC}$ ) son:

$$V_{BDH}(T) = 41,7 \times 10^{-3}[V/^{\circ}C] T + 51,2 [V], \quad (34)$$

$$V_{BDC}(T) = 66,5 \times 10^{-3}[V/^{\circ}C] T + 43,8 [V]. \quad (35)$$

*Figura 46.* Dependencia de la temperatura para el voltaje de ruptura en los SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu (izquierda) y CPTA 151 (derecha). Se ajustó una línea recta, cuya pendiente determina el coeficiente de temperatura para el voltaje de ruptura. Se obtuvo 41,7 mV/ $^{\circ}$ C para el S13360-1350CS de Hamamatsu y 66,5 mV/ $^{\circ}$ C para el CPTA 151.



### 6.3. GANANCIA

El histograma de carga de un SiPM es una representación gráfica del comportamiento estadístico de la carga generada por sus eventos. En la Fig. 47. se observa que el histograma de carga se compone de picos característicos equidistantes relacionados con la cantidad de fotones equivalentes (p.e.), el primer pico (0 p.e.) corresponde al pedestal y no se tiene en cuenta para ninguno de los cálculos realizados. El histograma de carga se obtiene utilizando la configuración experimental expuesta en la Fig. 41 y a partir de la integración de los pulsos de corriente generados por el SiPM, como se muestra a continuación:

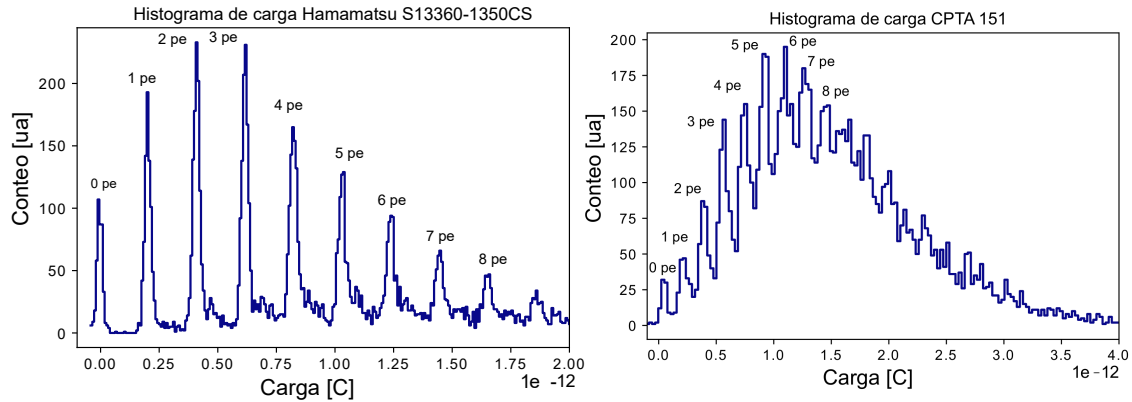
$$Q = \sum_0^t i(k)\Delta t = \sum_0^t \frac{v(k)}{F_A R} \Delta t, \quad (36)$$

donde,  $F_A$  es el factor de amplificación y R es la resistencia utilizada para realizar la conversión de corriente a voltaje. A partir del histograma de carga, a una temperatura de 25 °C, se obtiene el equivalente de carga de 1 p.e. como el promedio de las diferencias entre cada uno de los picos del histograma. Para el caso del SiPM de Hamamatsu y CPTA se obtuvo  $Q_{1pe_H} = 0,206$  pC y  $Q_{1pe_C} = 0,175$  pC respectivamente. De esta forma, a partir de este equivalente de carga la ganancia se calcula como:

$$G = \frac{Q_{1pe}}{e}, \quad (37)$$

donde,  $e$  es la carga del electrón ( $1,6 \times 10^{-19}$  C). En este caso, para una temperatura de 25 °C se obtuvo una ganancia de  $1,29 \times 10^6$  y  $1,09 \times 10^6$  para el SiPM de Hamamatsu y CPTA respectivamente.

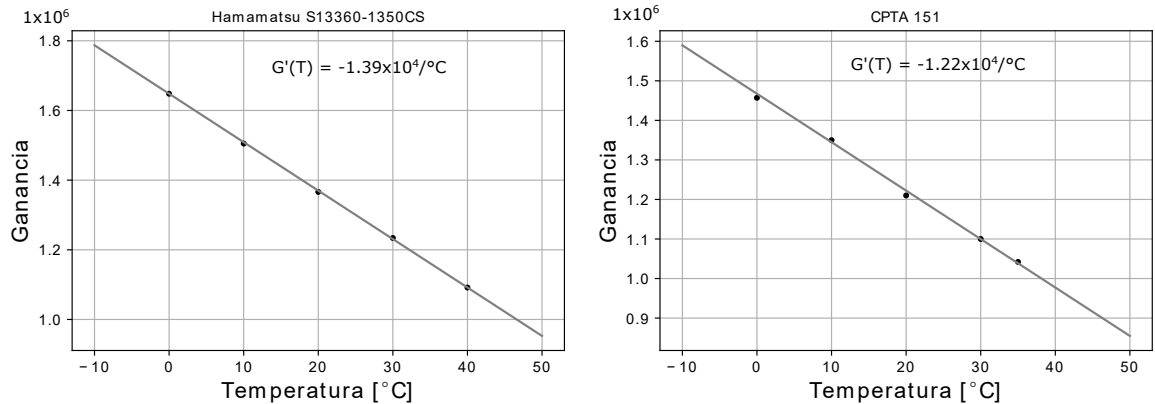
*Figura 47.* Forma característica de los Histogramas de carga, el primer lóbulo corresponde al pedestal y los posteriores corresponden a múltiplos enteros de 1 p.e. Este histograma se obtuvo a una temperatura de 25 °C.



Para estudiar el comportamiento de la ganancia en función de la temperatura, se obtuvieron los histogramas de carga para cada una de las temperaturas de estudio, con un voltaje de polarización de 56 V para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu y 53 V para el CPTA 151. En la Fig. 48. se muestra la relación inversamente proporcional entre la ganancia y la temperatura, con una dependencia de  $-1,39 \times 10^4/^\circ\text{C}$  para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu y  $-1,22 \times 10^4/^\circ\text{C}$  para el y CPTA 151.

Por otra parte, se analizó el comportamiento de la ganancia en función del sobre-

Figura 48. Ganancia en función de la temperatura para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu (izquierda) y CPTA 151 (derecha). La pendiente de la línea recta ajustada a los datos representa el coeficiente de temperatura de la ganancia, siendo  $-1,39 \times 10^4/^{\circ}\text{C}$  para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu y  $-1,22 \times 10^4/^{\circ}\text{C}$  para el CPTA 151.



voltaje, para esto se estableció la temperatura a  $25^{\circ}\text{C}$  y se polarizaron los SiPM con tres valores de sobre-voltaje distintos, como se muestra en la Fig. 49. La diferencia entre los picos del histograma (ganancia) aumenta a medida que el sobre-voltaje también lo hace, con una relación de  $3,07 \times 10^5/V$  para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu y  $1,65 \times 10^5/V$  para el CPTA 151 como se muestra en la Fig. 50.

Figura 49. Histogramas de carga para tres valores de sobre-voltaje distintos a una temperatura de  $25^{\circ}\text{C}$ . La distancia entre los picos del histograma aumenta de forma directamente proporcional al valor del sobre-voltaje.

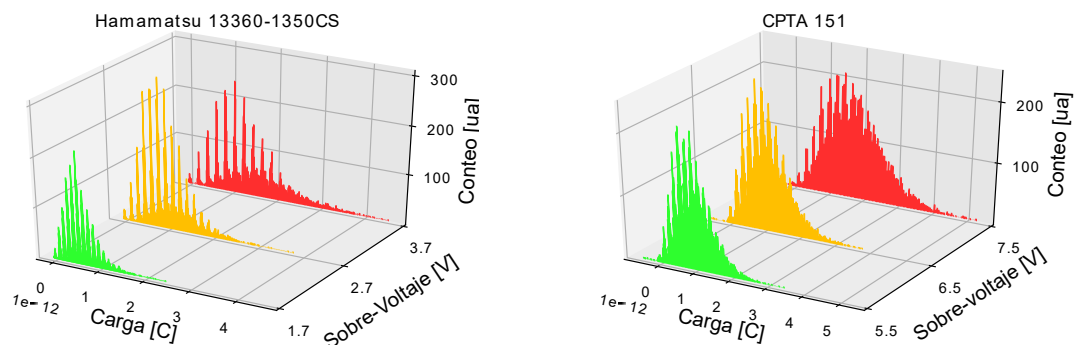
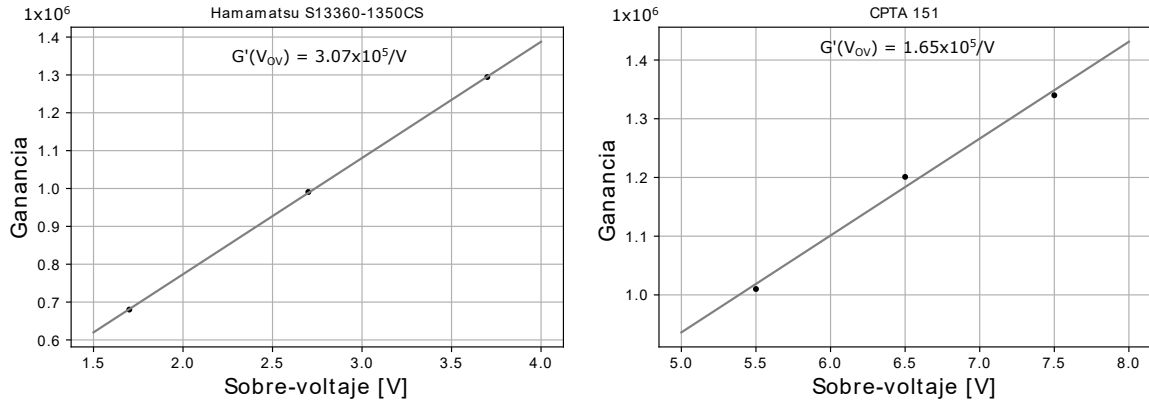


Figura 50. Dependencia del sobre-voltaje de la ganancia en los SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu (izquierda) y CPTA 151 (derecha) a temperatura ambiente (25 °C).



#### 6.4. FOTÓN EQUIVALENTE

En la sección anterior se calculó la carga de un fotón equivalente (p.e.), sin embargo, es necesario determinar el equivalente en voltaje de 1 p.e. para estimar los niveles de ruido. El histograma de pico de un SiPM es una representación estadística del valor máximo de los pulsos registrados, la diferencia promedio entre los picos de este histograma determina el equivalente de 1 p.e. como se muestra en la Fig. 51. En este caso para una temperatura de 25 °C y unos voltajes de polarización de 56 V para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu y 53 V para el CPTA 151 un p.e. corresponde a 13,67 mV y 12,09 mV respectivamente.

Finalmente, en la Fig. 52 se muestra la forma de los pulsos de voltaje generados por los eventos para una temperatura de 25 °C y unos voltajes de polarización de 56 V y 53 V para el SiPM de Hamamatsu y CPTA respectivamente. Adicionalmente, se muestra la densidad de probabilidad de la amplitud de estos pulsos, donde se notan zonas más probables que corresponden a la línea base y a los pulsos con una amplitudes que son múltiplos enteros de 1 p.e.

#### 6.5. TASA DE CONTEO OSCURO

Para la caracterización de la tasa de conteo oscuro (DCR) en función de la temperatura se utilizó un voltaje de polarización de 56 V y 53 V para el SiPM de Hamamatsu y

Figura 51. Forma característica del histograma de pico para los SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu (izquierda) y CPTA 151 (derecha). La distancia entre los picos del histograma es constante y determina el equivalente en voltaje de 1 p.e., siendo 13,67 mV para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu y 12,09 mV para el CPTA 151.

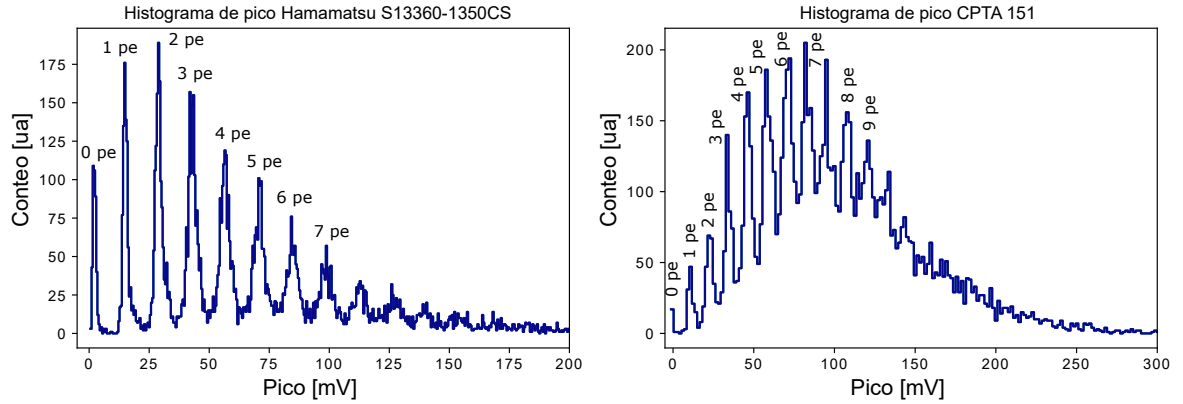
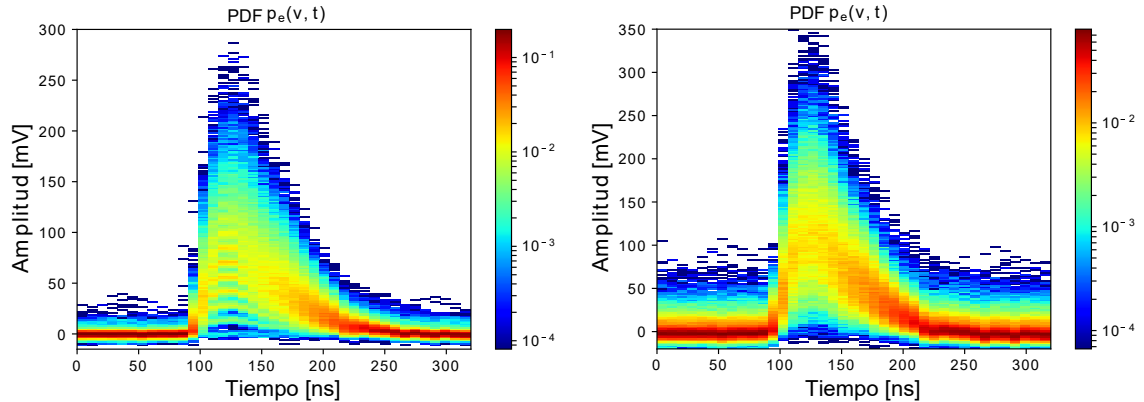


Figura 52. Forma de los pulsos de voltaje generados por los SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu (izquierda) y CPTA 151 (derecha) a 25 °C y un voltaje de polarización de 56 V y 53 V respectivamente. Las regiones con una densidad de probabilidad (PDF) mayor corresponden al pedestal y a pulsos con amplitudes que son múltiplos enteros de 1 p.e.

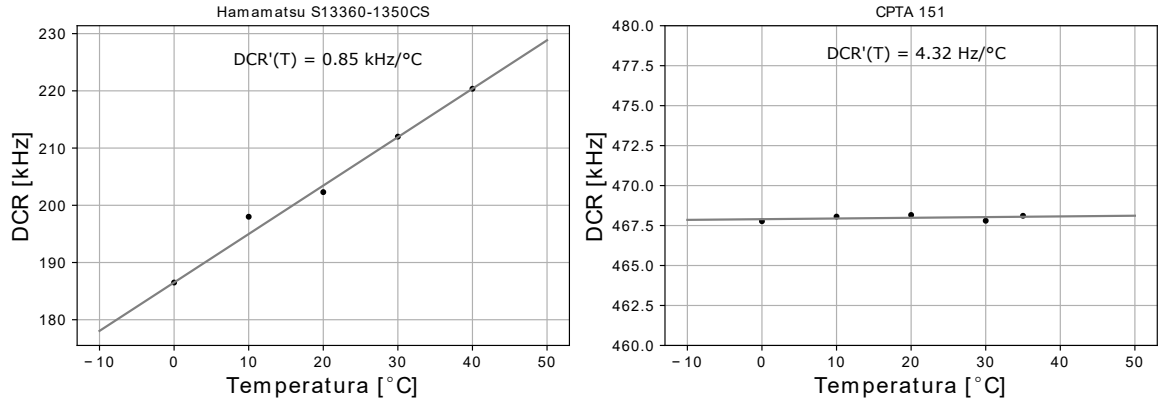


(a) Hamamatsu S13360-1350CS.

(b) CPTA151.

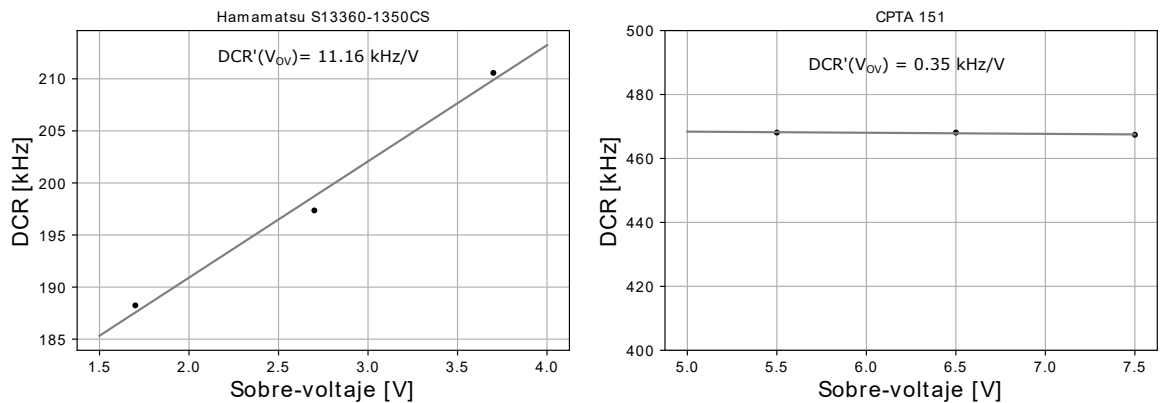
CPTA respectivamente. Asimismo, el cálculo del DCR para cada una de las temperaturas de estudio se utilizó la expresión 31 y su resultado se muestra en la Fig. 53, donde se observa que el SiPM de hamamatsu presenta una mayor dependencia de la temperatura en el DCR ( $0,85kHz/^{\circ}C$ ) con respecto al CPTA ( $4,32Hz/^{\circ}C$ ).

Figura 53. Tasa de conteo oscuro en función de la temperatura para los SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu (izquierda) y CPTA 151 (derecha). La razón de cambio del DCR es  $0,85\text{kHz}/^\circ\text{C}$  para el SiPM de Hamamatsu y  $4,32\text{Hz}/^\circ\text{C}$  para el CPTA.



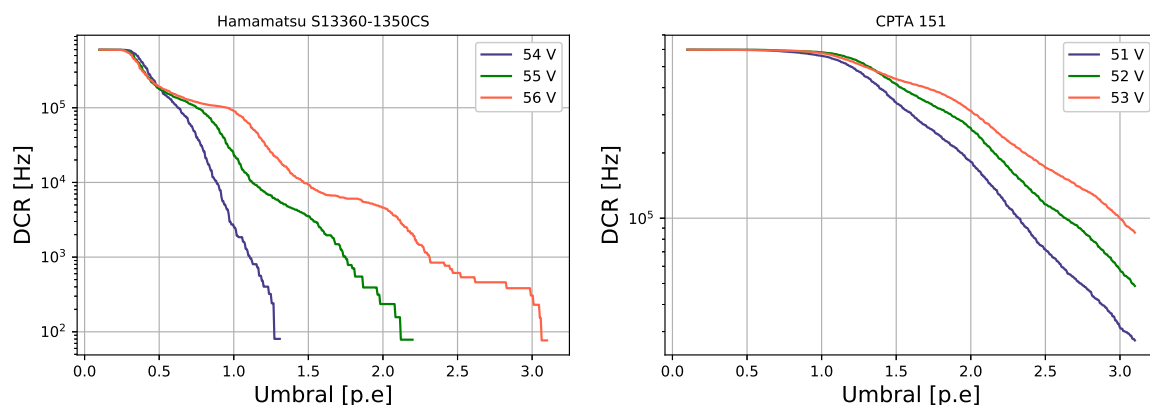
Por otra parte, en la Fig. 54 se muestra la dependencia del DCR del sobre-voltaje, en este caso se estableció la temperatura en  $25^\circ\text{C}$  y se polarizó el SiPM de Hamamatsu con 54 V, 55 V y 56 V y el CPTA con 51 V, 52 V y 53 V. Se obtuvo que el cambio del DCR en función del sobre voltaje es  $1,1 \text{ kHz}/\text{V}$  para el SiPM de Hamamatsu y  $0,35 \text{ kHz}/\text{V}$  para el CPTA.

Figura 54. Tasa de conteo oscuro en función del sobre-voltaje para los SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu (izquierda) y CPTA 151 (derecha). Se puede observar que los cambios en el sobre-voltaje tienen más influencia en el DCR para el SiPM de Hamamatsu que para el CPTA.



Finalmente, se establecieron diferentes umbrales en el rango de 0,1 p.e. a 3,1 p.e. y se calculó la frecuencia de los eventos que superan estos umbrales para tres voltajes de polarización diferentes, obteniendo la Fig. 55, donde se puede observar que para umbrales mayores a 3 p.e. el DCR es menor a 100 Hz.

*Figura 55.* Tasa de conteo oscuro en función de un umbral de 0,1 p.e. a 3,1 p.e. para tres voltajes de polarización: 54 V, 55 V y 56 V para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu (izquierda) y 51 V, 52 V y 53 V para el CPTA 151 (derecha).



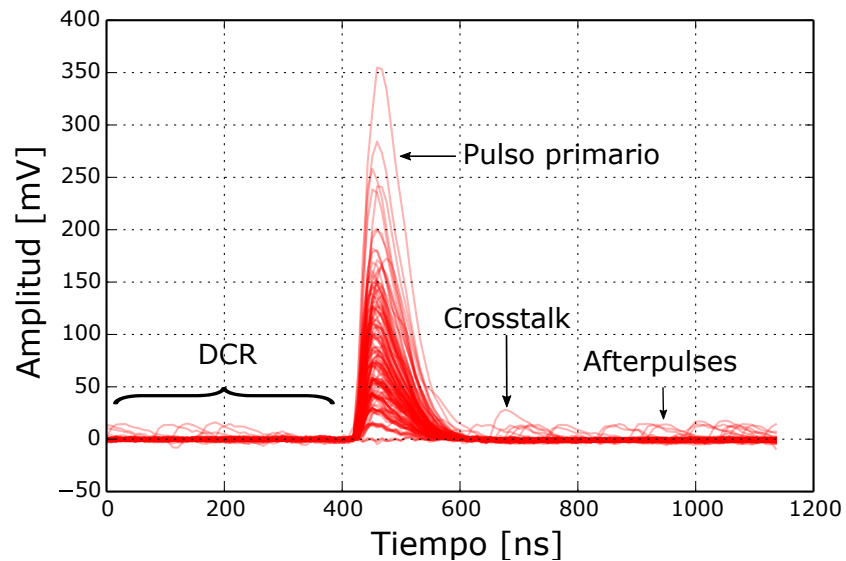
## 6.6. CROSSTALK Y AFTPULSES

Para calcular de la probabilidad del *crosstalk* y *afterpulses* se estableció la temperatura a 25 °C y el voltaje de polarización a 56 V para el SiPM de Hamamatsu y 53 V para el CPTA. En la Fig. 56 se muestra un conjunto de 150 pulsos, cada pulso es dividido en tres partes, antes, durante y después de la estimulación. Estas ventanas de tiempo se utilizan en las expresiones 33 y 32 para realizar el cálculo *crosstalk* y *afterpulses*. En la tabla 6 se muestra la probabilidad de los ruidos correlacionados, siendo más alta la probabilidad de *crosstalk* y *afterpulses* en SiPM CPTA 151.

Tabla 6. Probabilidad del ruido correlacionado para 25 °C a un voltaje de polarización de 56 V para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu y 53 V para el CPTA 151.

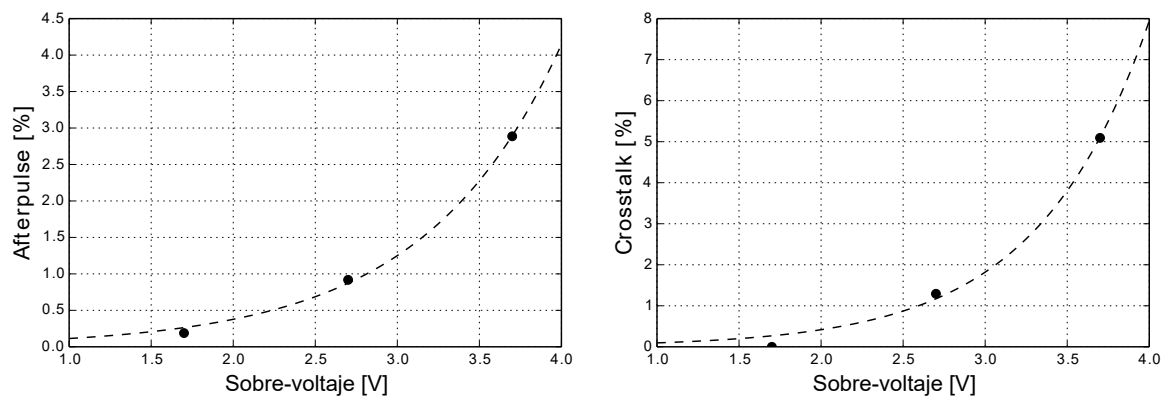
SiPM	Hamamatsu S13360-1350CS	CPTA 151
<i>Crosstalk</i> [%]	5,1	19,1
<i>Afterpulses</i> [%]	2,78	3,08

Figura 56. Pulsos característicos de DCR, *crosstalk* y *afterpulses* antes y después del pulso primario.



Por último, en la Fig.57. se muestra la probabilidad de *crosstalk* y *afterpulses* en función del sobre-voltaje a una temperatura de 25 °C para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu, se puede observar una relación exponencial que permite concluir que en términos del ruido correlacionado no es recomendable utilizar el SiPM con un sobre-voltaje mayor a 3,7 V.

Figura 57. Probabilidad de *afterpulse* (izquierda) y *crosstalk* (derecha) para sobre voltajes de 1,7 V, 2,7 V y 3,7 V para el SiPM S13360-1350CS de Hamamatsu.



## 7. CONCLUSIONES

En este proyecto se diseñó e implementó un sistema de caracterización de SiPMs compuesto por tres módulos electrónicos que permiten parametrizar el voltaje de ruptura, la ganancia, la tasa de conteo oscuro, el *afterpulses* y el *crosstalk*.

El módulo de control de temperatura logró estabilizarse a una temperatura objetivo en el rango de 0 a 50 °C en menos de 10 minutos. Asimismo, el módulo de medición de corriente DC permitió realizar mediciones el rango de 2,5 nA a 500 nA y de 2,5 nA a 1  $\mu$ A. Por último, la fuente de luz pulzada permitió generar pulsos periódicos de voltaje con una amplitud de entre 1,8 V y 3,8 V con un ancho de pulso de entre 6 ns a 11 ns a una frecuencia de entre 100 Hz y 25,6 kHz y un registro de eventos con una frecuencia de muestreo de 125 MS/s.

Por otra parte, en los resultados de la caracterización del SiPM Hamamatsu S13360-1350CS se obtuvo que la dependencia de la temperatura para el voltaje de ruptura es de 41,7 mV/°C, para la ganancia es de  $-1,39 \times 10^4$ /°C y para la tasa de conteo oscuro es de 0,85 kHz/°C. Se determinó que a 25 °C y a un voltaje de polarización de 56 V, la carga de 1 p.e. es 0,206 pC, el equivalente de 1 p.e. es 13,67 mV, la probabilidad de *crosstalk* es 5,1 % y la probabilidad de *afterpulses* es 2,78 %.

Adicionalmente, se encontró que para el SiPM CPTA 151 la dependencia de la temperatura para el voltaje de ruptura es de 66,5 mV/°C, para la ganancia es de  $-1,22 \times 10^4$ /°C y para la tasa de conteo oscuro es de 4,32 Hz/°C. Se determinó que a 25 °C y a un voltaje de polarización de 53 V la carga de 1 p.e. es 0,175 pC, el equivalente de 1 p.e. es 12,09 mV, mientras que la probabilidad de *crosstalk* y *afterpulses* es 19,1 % y 3,08 % respectivamente.

A modo de comparación entre los SiPMs estudiados, se observó que el Hamamatsu S13360-1350CS presenta una mayor ganancia, una menor dependencia de la temperatura en el voltaje de ruptura y una mayor dependencia de la temperatura en la ganancia. Por otra parte, se observó que en términos de ruido el Hamamatsu S13360-1350CS presenta un menor nivel de DCR y una menor probabilidad de *crosstalk* y *afterpulses*.

Los resultados de la caracterización del SiPM S13360 1350-CS de Hamamatsu implican que se debe monitorear la temperatura a la que están operando los SiPMs en MuTe, para a partir del coeficiente de temperatura, realizar la corrección en el voltaje de polarización de los mismos. Así como, establecer un umbral de discriminación mayor a 5 fotones-equivalentes para los eventos que se registran, con el fin de filtrar el ruido asociado a la tasa de conteo oscuro, *crosstalk* y *afterpulses*.

## 8. RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS

Respecto a los módulos electrónicos desarrollados, en el caso del sistema de control de temperatura se recomienda utilizar unas celdas Peltier con mayor capacidad (por ejemplo: TEC1-12730) que permitan llegar a temperaturas por debajo de 0 °C. En el caso de la fuente de luz pulsada se sugiere cambiar la FPGA Nexys 3 Sparta-6 por un microcontrolador PIC16F88 como el utilizado en<sup>32</sup> con el fin de optimizar recursos. Adicionalmente, se invita a realizar una interfaz de usuario en algunos de los programas soportados por la Red Pitaya (Matlab<sup>®</sup> o LabView<sup>®</sup> ) con el fin de centralizar y automatizar el proceso de caracterización de los SiPMs.

Por último, se invita a utilizar los módulos desarrollados para continuar con el estudio de SiPMs y ampliarlo al estudio de tubos fotomultiplicadores (PMT). A modo de ejemplo, se podría cambiar el LED utilizado la fuente de luz pulsada para obtener la respuesta de un SiPM o PMT a diferentes longitudes de onda (PDE). También se podría utilizar este módulo para caracterizar la longitud de atenuación en barras centelladoras.

---

<sup>32</sup> G GEORGIEV, V KOZHUHAROV y L TSANKOV. “Design and performance of a low-intensity led driver for detector study purposes”. En: *RAD Conference Proceedings*. Vol. 1. 2016, págs. 90-94.

## BIBLIOGRAFÍA

- ACERBI, F y col. “Study of the photo-detection efficiency of FBK High-Density silicon photomultipliers”. En: *Journal of Instrumentation* (2016) (vid. pág. 31).
- AGISHEV, Ravil y col. “Lidar with SiPM: Some capabilities and limitations in real environment”. En: *Optics and Laser Technology* 49.July (2013), págs. 86-90 (vid. pág. 18).
- ASOREY, Hernan. y col. “MUTE: design and construction of a muon telescope for the study of the colombian volcanos”. En: *En preparación* (2018) (vid. págs. 17, 18).
- ASTROM, Karl y Tore. Hagglund. *PID controllers*. International Society for Measurement y Control, 1995, pág. 343 (vid. pág. 48).
- BARRAL, Joelle. “Study of Silicon Photomultipliers”. Tesis doct. Ecole Polytechnique, 2004 (vid. pág. 31).
- GEARHART, A y col. “Silicon Photomultiplier Choice for the Scintillating Fiber Tracker in Second Generation Proton Computed Tomography Scanner”. En: *Fermilab-Pub* (2012), págs. 1-14 (vid. pág. 67).
- GEORGIEV, G, V KOZHUHAROV y L TSANKOV. “Design and performance of a low-intensity led driver for detector study purposes”. En: *RAD Conference Proceedings*. Vol. 1. 2016, págs. 90-94 (vid. págs. 61, 80).
- GIRARD, Olivier y col. “Characterisation of silicon photomultipliers based on statistical analysis of pulse-shape and time distributions”. En: *Elsevier* (2018) (vid. pág. 33).
- GNECCHI, Salvatore y Carl JACKSON. “A 1 16 SiPM Array for Automotive 3D Imaging LiDAR Systems”. En: *International Image Sensor Society* (2017), págs. 133-136 (vid. pág. 18).
- GRAFTON, Meggie M. G. y col. “Microfluidic MEMS hand-held flow cytometer”. En: *Microfluidics, BioMEMS, and Medical Microsystems IX* 7929 (2011), pág. 79290C (vid. pág. 18).

- GUREVICH, Yu.G. y G.N. LOGVINOV. “Linear theory of thermoelectric cooling”. En: *ICT 2005. 24th International Conference on Thermoelectrics, 2005*. Vol. 53. 5. IEEE, 2005, págs. 480-483 (vid. pág. 38).
- HAMAMATSU PHOTONICS. “MPPC ( Multi-Pixel Photon Counter ) MPPCs for precision measurement”. 2016 (vid. pág. 17).
- HAMAMATSU PHOTONICS. “Si APD, MPPC”. En: *Solid State Photomultipliers*. Ed. por Ltd Dai Nippon Printing Co. Hamamatsu Photonics K.K., 2017. Cap. 3 (vid. págs. 24, 31).
- HEBEI L.T SHANGHAI CO. “Thermoelectric Cooler TEC1-12706”. 2012 (vid. pág. 38).
- KEITHLEY. *Low Level Measurements Handbook*. Ed. por Keithley Instruments. 6th. 2004 (vid. pág. 52).
- KETEK GMBH. “Application Note 8x8 Silicon Photomultiplier Array PA3325-WB-0808 Evaluation for Positron Emission Tomography Application Note 8x8 Silicon Photomultiplier Array PA3325-WB-0808 Evaluation for Positron Emission Tomography”. 2016 (vid. pág. 18).
- KÜNSKEN, Andreas. “Measurements of silicon photomultipliers at different operating points and simulation with GEANT4”. Tesis doct. Aachen University, 2012 (vid. pág. 25).
- LI, Huaqing y col. “Silicon photomultiplier (SPM) detection of low-level bioluminescence for the development of deployable whole-cell biosensors: Possibilities and limitations”. En: *Biosensors and Bioelectronics* 33.1 (2012), págs. 299-303 (vid. pág. 18).
- MASUDY PANAH, S., M.K. MORAVVEJ FARSHI y M. JALALI. “Temperature dependent characteristics of submicron GaAs avalanche photodiodes obtained by a non-local analysis”. En: *Optics Communications* 282.17 (2009) (vid. pág. 33).
- NAGY, Ferenc y col. “A model based DC analysis of SiPM breakdown voltages”. En: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 849 (2017), págs. 55-59 (vid. pág. 68).

- OTTE, Adam Nepomuk y col. “Characterization of Three High Efficiency and Blue Sensitive Silicon Photomultipliers”. En: *Preprint submitted to Elsevier* (2016) (vid. pág. 17).
- PHOTONICS, HAMAMATSU. “Driver circuit for MPPC ®”. 2016 (vid. pág. 36).
- RAMILLI, Marco. “Characterization of SiPM: Temperature dependencies”. En: *IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record July* (2008), págs. 2467-2470 (vid. págs. 34, 35).
- RODRÍGUEZ, Jesus Peña. “miniMuTe: A muon telescope prototype for studying volcanic structures with cosmic ray flux.” En: *Scientia et technica* 23.3 (dic. de 2018), págs. 386-390 (vid. pág. 18).
- SANDOVAL, AP, E ESPINOSA y JL BARAHONA. “Celdas Peltier: Una alternativa para sistemas de enfriamiento con base en semiconductor.” En: *Instituto de Electrónica* (2007), págs. 1-9 (vid. pág. 37).
- SATO, K, Y ENOMOTO y Y ADACHI. “MPPC Technical note”. En: (2017), págs. 1-65 (vid. págs. 24, 25, 33, 35, 68).
- SENSL. “Introduction to the SPM An Introduction to the Silicon Photomultiplier Photon Detection with Silicon Photomultipliers”. En: *SensL* (2011), págs. 1-8 (vid. págs. 17, 24, 30, 36).
- TEXAS, INSTRUMENTS y SLYT INCORPORATED. “Source resistance and noise considerations in amplifiers”. En: *Analog Applications Journal* (2012) (vid. pág. 57).
- TOMASI, Wayne. y Virgilo GARCIA. *Sistemas de comunicaciones electronicas*. 1a. ed. en. Mexico: Prentice Hall, 1996 (vid. pág. 32).
- VÁSQUEZ, Adriana. “Estimación de la respuesta generada por el detector MuTe al paso de partículas cargadas”. Tesis doct. Universidad Industrial de Santander, 2018 (vid. pág. 22).
- ZANTIS, Franz Peter y Dipl TU. *Generating of short pulses with high amplitudes by using of standard Current-Feedback-Amplifier*. 2016 (vid. pág. 62).