



FACULTADE DE FÍSICA
GRAO EN FÍSICA
curso 2024-25
TRABALLO DE FIN DE GRAO

IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA COMPACTO
PARA DETECCIÓN DE RADIACIÓN IONIZANTE
MEDIANTE UN APD

Autor:

Nicolau Botana Álvarez

Titor:

Héctor Álvarez Pol

Área de Física Atómica, Molecular e Nuclear, Departamento de Física de Partículas

Cotitor:

Enrique Casarejos

Departamento de Ingeniería Mecánica, Facultad de Ingeniería Industrial (UVigo).

Septembro 2025

Facultade de Física
Grao en Física
curso 2024-25
TRABALLO DE FIN DE GRAO

IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA COMPACTO PARA DETECCIÓN DE RADIACIÓN IONIZANTE MEDIANTE UN APD

Autor: Nicolau Botana Álvarez

Titor: Héctor Álvarez Pol, Área de Física Atómica, Molecular e Nuclear, Departamento de Física de Partículas

Cotitor: Enrique Casarejos, Departamento de Ingeniería Mecánica, Facultad de Ingeniería Industrial (UVigo).

Data de presentación: Septembro 2025

Declaración asinada polo autor da orixinalidade do traballo

O autor do traballo declara que o presente é un traballo orixinal. Autoriza asemade ao control por persoal da Universidade de Santiago de Compostela da devandita orixinalidade, eventualmente mediante o emprego de bases de datos e a inclusión nelas.

En Santiago de Compostela, a X de Febreiro de 2020. Asinado, Nicolau Botana Álvarez

Autorización do autor á difusión do traballo (opcional)

O autor autoriza á difusión do traballo aos efectos considerados nos vixentes regulamentos de TFG e TFM da Universidade de Santiago de Compostela (Artigo 11.3) e de TFM do Máster en Física (Artigo 33), entendendo que esta autorización non inflúe na propiedade intelectual do traballo nem á posibilidade de publicar o mesmo total ou parcialmente por outros medios. Autoriza asemade a que a Facultade de Física desa Universidade dispoña de copia electrónica do traballo para o seu arquivo, consulta e emprego para usos académicos e de investigación coa mención específica ao autor.

En Santiago de Compostela, a X de Febreiro de 2020. Asinado, Nicolau Botana Álvarez

• Resumo:

Neste traballo preséntase o desenvolvemento dun dosímetro de radiación ionizante baseado nun fotodiodo de avalancha (APD) de silicio. O sistema consta de varias etapas funcionais: detección, acondicionamento da sinal e a súa posterior dixitalización. O acondicionamento realizouse mediante un circuíto analóxico encargado de amplificar e integrar os sinais eléctricos xerados polo APD. Posteriormente, a sinal foi dixitalizada mediante o conversor analóxico-dixital (ADC) integrado na placa ESP32-C3, e programouse o procesamento dos datos empregando MicroPython. Tamén se implementou unha conexión Wi-Fi que permite transmitir en tempo real os valores medidos a dispositivos externos. O deseño do circuíto realizouse coa ferramenta KiCad e o seu comportamento foi simulado en SPICE. Finalmente, montouse o dispositivo completo no laboratorio e analizáronse as sinais obtidas en cada etapa. Ademais, avaliouuse a viabilidade técnica e económica do sistema desenvolvido.

• Resumen:

En este trabajo se desarrolla un dosímetro de radiación ionizante basado en un fotodiodo de avalancha (APD) de Silicio. El sistema consta de varias etapas funcionales: detección, acondicionamiento de señal y su posterior digitalización. El acondicionamiento se realizó mediante un circuito analógico encargado de amplificar e integrar las señales eléctricas generadas por el APD. Posteriormente, la señal fue digitalizada mediante el conversor analógico-digital (ADC) integrado en la placa ESP32-C3, y se programó el procesamiento de datos empleando MicroPython. Se implementó además una conexión Wi-Fi que permite transmitir en tiempo real los valores medidos a dispositivos externos. El diseño del circuito se llevó a cabo con la herramienta KiCad y su comportamiento fue simulado con SPICE. Finalmente, se montó el dispositivo completo en laboratorio y se analizaron las señales resultantes en cada etapa. Asimismo, se evaluaron aspectos como la viabilidad técnica y económica del sistema desarrollado.

• Abstract:

This work presents the development of an ionizing radiation dosimeter based on a silicon avalanche photodiode (APD). The system consists of several functional stages: detection, signal conditioning, and subsequent digitization. The conditioning stage was carried out using an analog circuit designed to amplify and integrate the electrical signals generated by the APD. The signal was then digitized using the analog-to-digital converter (ADC) integrated into the ESP32-C3 microcontroller. Data processing was implemented using MicroPython. A Wi-Fi connection was also established to transmit the measured values in real time to external devices. The circuit was designed using the KiCad software and its performance was simulated using SPICE. Finally, the complete device was assembled in the laboratory and the signals at each stage were analyzed. Technical and economic feasibility of the developed system was also evaluated.

Agradecimientos Agradecimiento a mis padres y mi hermana por apoyarme siempre con la decisión de estudiar esta carrera. También a David Gonzalez Caamaño, que me dedicó horas de trabajo en ayudarme a montar el circuito en el laboratorio.

Índice

2. Montaje del dispositivo	3
2.1. Etapas de funcionamiento	4
2.1.1. Detección	4
2.1.2. Acondicionamiento de Señal	6
2.1.3. Digitalización de la señal	9
2.2. Diseño del circuito	11
2.3. Programación y Entorno Digital	12
2.3.1. Entorno de desarrollo	12
2.3.2. Lectura y tratamiento de señales	12
2.3.3. Conexión Wi-Fi y servidor web	13
3. Resultados	15
3.1. Resultados de simulación	15
3.1.1. Nodos de medida	15
3.1.2. Variaciones en el período de los pulsos	15
3.1.3. Adaptación a distintas fuentes radiactivas	17
3.2. Proceso y Resultados experimentales	18
4. Conclusiones	21
Referencias	22

1. Introducción

En el contexto de la gestión de residuos radiactivos, el almacenamiento en seco de combustible nuclear gastado se ha consolidado como una solución semi-permanente, debido a la falta de repositorios geológicos operativos a nivel mundial. Este tipo de almacenamiento se realiza en contenedores blindados, conocidos como *dry casks*, que deben mantener durante décadas —e incluso hasta 300 años— unos niveles de radiación superficial suficientemente bajos para cumplir con las normativas internacionales de seguridad [1, 2, 3].

Estudios recientes han demostrado que, aunque la tasa de dosis en la superficie de estos contenedores disminuye con el tiempo, puede seguir siendo relevante incluso siglos después del almacenamiento inicial. Por ejemplo, simulaciones validadas con medidas reales muestran que, tras 300 años, los valores promedio siguen siendo de **0.150 ± 0.007 mrem/h** en el lateral y **0.057 ± 0.003 mrem/h** en la parte superior del contenedor [1].

Para poder monitorizar este tipo de entornos, se requieren instrumentos capaces de detectar y cuantificar radiación ionizante de forma precisa, portátil y continua. Entre estos instrumentos, los dosímetros permiten estimar la cantidad acumulada de radiación absorbida por un individuo o presente en un entorno. Según el tipo de principio de detección que empleen, pueden clasificarse en tecnologías basadas en emulsiones fotográficas, dosimetría termoluminiscente (TLD), centelleadores, cámaras de ionización y detectores de semiconductores, entre otros [8].

Los detectores de estado sólido, como los fotodiódos de silicio o los fotodiódos de avalancha (APD), presentan varias ventajas para aplicaciones compactas: alta eficiencia para partículas ionizantes, pequeño tamaño físico, y facilidad de integración con electrónica de lectura. Estas características los convierten en una opción idónea para sistemas dosimétricos portátiles, como el desarrollado en este trabajo.

En este trabajo se presenta el diseño y desarrollo de un prototipo funcional de dosímetro compacto, orientado a la monitorización de la radiación en contenedores de residuos radiactivos. El sistema se basa en un fotodiodo de avalancha (APD), cuya señal se amplifica mediante amplificadores operacionales y se digitaliza mediante una placa ESP32 programada en MicroPython. Gracias a su tamaño reducido, facilidad de ensamblaje y bajo coste, el dispositivo propuesto será una herramienta útil para labores de inspección en entornos como los mencionados previamente, o para experimentación en laboratorio.

Un enfoque similar al utilizado en este trabajo fue desarrollado por Keller *et al.* [4], quienes también emplearon un fotodiodo para la detección de radiación ionizante en un sistema dosimétrico compacto.



Figura 1: Construcciones caseras de dosímetros siguiendo el proyecto de O. Keller et al., *DIY Particle Detector*. Las imágenes fueron extraídas del repositorio [5].

2. Montaje del dispositivo

El montaje del dosímetro se ha realizado inicialmente sobre una protoboard, utilizando componentes en formato THT (Through-Hole Technology) para facilitar la experimentación y el ajuste fino de parámetros clave como la ganancia o el tiempo de integración. La elección de este formato permite probar distintas configuraciones sin necesidad de recurrir a soldaduras permanentes.

El circuito se organiza en tres etapas funcionales: **detección, acondicionamiento de señal y digitalización**. El proceso comienza con la detección de partículas por parte del fotodiodo de avalancha (APD), que al incidir la radiación genera un pulso de corriente que se ve multiplicado internamente por el propio mecanismo de avalancha característico del dispositivo. Esta corriente es conducida al primer amplificador (OPA657), configurado como amplificador de transimpedancia integradora, que convierte la corriente instantánea en una señal de tensión. Gracias a la realimentación, la señal generada no solo se amplifica, sino que también se acumula a lo largo del tiempo, permitiendo una representación continua de la tasa de radiación.

A continuación, esta señal se invierte mediante el amplificador operacional TL072, configurado como inversor con ganancia unitaria. El objetivo de esta etapa es adaptar la polaridad de la señal para que sea compatible con el rango de entrada analógica del ESP32, el cual admite tensiones entre 0 y 3.3 V. Esto es necesario ya que la señal proveniente del OPA657 estará en el rango negativo debido a su alimentación simétrica. Con esta configuración, se garantiza que sea transformada a un nivel apto para su digitalización.

Por último la señal llega a la placa ESP32 para su conversión. Este dispositivo programable transformará la señal analógica a digital, para facilitar el análisis de resultados posterior.

Además, se han incorporado elementos de protección como diodos de clamping en la entrada del OPA657 para proteger frente a posibles sobrecargas del APD, así como un filtro en la entrada de alimentación del APD, asegurando una respuesta estable ante picos

de corriente. Esta arquitectura modular permite reemplazar fácilmente componentes clave durante la fase de pruebas y facilita futuras implementaciones en PCB.



Figura 2: Diagrama funcional del flujo de señal en el dosímetro.

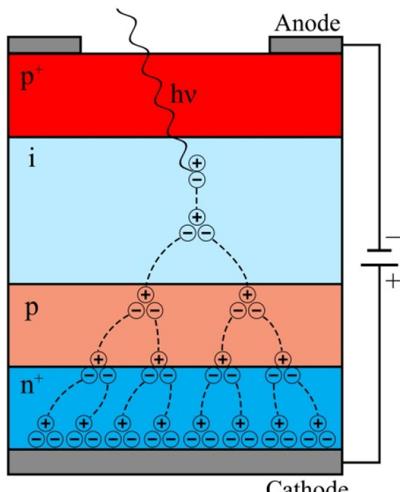
2.1. Etapas de funcionamiento

2.1.1. Detección

El fotodiodo de avalancha (APD) es un dispositivo semiconductor diseñado para detectar radiación óptica con alta sensibilidad. A diferencia de un fotodiodo convencional, el APD proporciona **amplificación interna** de la señal gracias a un fenómeno conocido como *multiplicación por avalancha*, lo que lo convierte en una solución ideal para la detección de señales de luz muy débiles [6, 7, 8].

Para que el dispositivo funcione correctamente debe estar configurado en **Polarización Inversa**, lo que favorecerá el aumento de magnitud del campo eléctrico en el dispositivo y por tanto la aceleración de los portadores de carga.

El proceso de generación de corriente comienza cuando un fotón incide sobre el material semiconductor, generando un par electrón-hueco. Bajo la influencia del campo eléctrico, las cargas creadas se aceleran. Si el campo alcanza valores suficientemente altos, los electrones adquieren energía para ionizar otros átomos del semiconductor, generando nuevos pares electrón-hueco [7].



Este proceso se repite, dando lugar a una multiplicación en cascada conocida como avalancha. En la Figura 3 se muestra un esquema idealizado de un APD con estructura $p^+-i-p-n^+$. Los pares electrón-hueco se formarán cuando la luz incida sobre la *capa i*. Cuando los electrones libres de la *capa i* entran en la *capa p*, el fuerte campo eléctrico hará que acumulen suficiente energía para excitar otros electrones y crear así el proceso de avalancha [6].

Figura 3: Esquema conceptual de un APD con estructura $p^+-i-p-n^+$.

Sin embargo, el APD empleado en este proyecto, el modelo **S8664-1010 de Hamamatsu**, presenta una arquitectura real más compleja, del tipo *reach-through* [8]. Este tipo de dispositivos suele disponer de una estructura del tipo n^+ - p - π - p^+ , como puede verse en la Figura 4. En este caso, la zona de absorción (capa π) está separada de la zona de multiplicación (p^+), lo que permite mejorar la eficiencia cuántica y reducir el ruido.

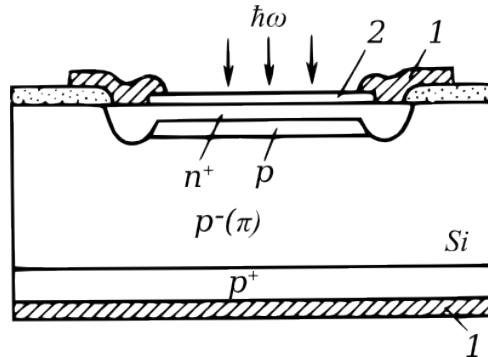


Figura 4: Estructura tipo reach-through similar al modelo S8664-1010. La región de absorción se encuentra separada de la de multiplicación.

Gracias a esta configuración, los APDs pueden operar cerca de su voltaje de ruptura, el cual depende del modelo. En el caso del nuestro, dicho voltaje típico es de 400 V, con un máximo permitido de hasta 500 V, según especificaciones del fabricante [9].

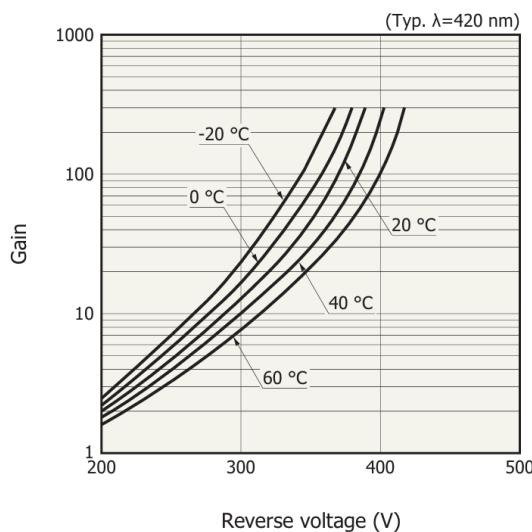
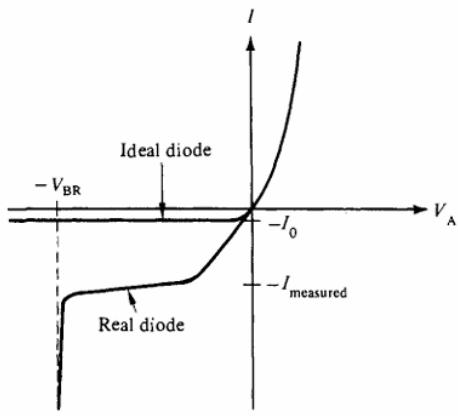


Figura 5: Curva de ganancia del APD S8664-1010 en función del voltaje inverso [9].

La Figura 5 muestra cómo la ganancia comienza a crecer rápidamente a partir de los 300 V, alcanzando valores superiores a 100 cerca de los 350-400V.

Esta alta ganancia hace que el APD sea adecuado para la detección de señales débiles generadas por radiación ionizante, que es la que trataremos de medir primordialmente en este trabajo.



El voltaje de ruptura (V_{BR}) es el voltaje para el cual la corriente tiende a $-\infty$, como podemos observar en la Figura 6. En ese punto, la avalancha de portadores se vuelve incontrolada y el dispositivo entra en régimen de conducción permanente, como ocurre en un diodo Zéner [10].

Esto puede provocar una corriente excesiva, degradación de la ganancia, aumento del ruido, o incluso daños irreversibles en el detector. Por ello, en aplicaciones lineales como este dosímetro, se opera el APD justo por debajo del breakdown voltage, asegurando una ganancia elevada pero estable.

Figura 6: Corriente frente a Voltaje aplicado. Imagen obtenida de [10]

Como mencionamos previamente, para polarizar nuestro APD se requiere una tensión de aproximadamente 400 V, ajustable con precisión para alcanzar el punto de operación adecuado según la curva de ganancia de la Figura 5. Aunque esta tensión puede ser suministrada por una fuente de laboratorio convencional, se optó por no emplearla directamente para evitar posibles daños.

Esto se debe a que un error durante el montaje del circuito, especialmente en las primeras pruebas sobre protoboard, podría comprometer una fuente de alimentación costosa y de alta calidad. En su lugar, se decidió utilizar el módulo **XPower CA05P-5**, un convertidor DC-DC compacto y eficiente que permite obtener hasta +500 V DC a partir de una entrada de +5 V DC, con una corriente máxima de salida de 1 mA.

En el diseño, la salida del CA05P-5 se estabiliza mediante un condensador de filtrado y se introduce en el circuito de polarización del APD a través de una red resistiva que actúa como divisor de tensión y filtro RC.

2.1.2. Acondicionamiento de Señal

Como mencionamos en la introducción de esta sección, trataremos la señal proveniente del APD mediante el uso del amplificador operacional. Los amplificadores operacionales (op-amps) son componentes fundamentales en muchos sistemas analógicos debido a su versatilidad. Funcionan como dispositivos que amplifican la diferencia de voltaje entre dos entradas: la no inversora V_+ y la inversora V_- . En un op-amp ideal, esta ganancia sería infinita, pero en la práctica tiene un valor elevado pero finito, lo que permite aproximar que, cuando el dispositivo opera en modo lineal, se cumple que $V_+ \approx V_-$.

Los conceptos más relevantes explicados en este apartado se han obtenido principalmente del libro de texto de Sergio Franco [11], ampliamente reconocido en el ámbito académico, y de la guía técnica sobre amplificadores operacionales de Texas Instruments [12]. Los datos de los parámetros de cada componente los hemos obtenido consultando sus

respectivos *datasheet* [13] y [14].

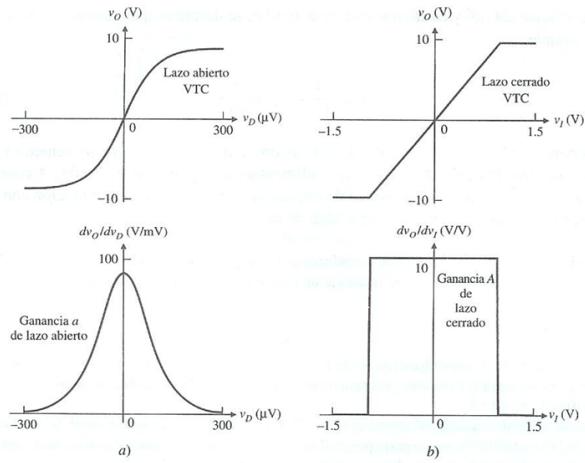
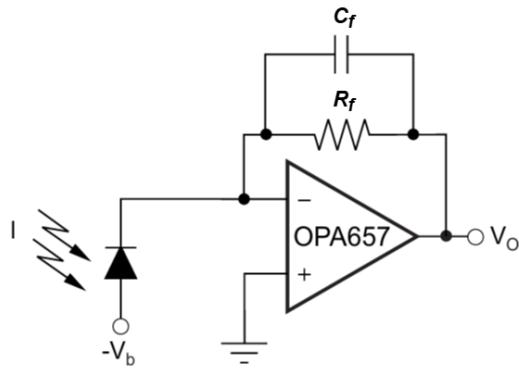


Figura 7: Efecto linealizador de la retroalimentación negativa. Imagen obtenida de [11]



En nuestro diseño, esta realimentación se logra mediante una red de resistencia R_f y condensador C_f conectados entre la salida y la entrada inversora, configurando el circuito como un *integrador de transimpedancia*. Esta estructura convierte los breves pulsos de corriente generados por el APD en una señal de tensión continua que varía lentamente y es proporcional a la tasa de radiación.

Figura 8: Esquema del OPA657. Imagen obtenida de [13]

OPA657 El OPA657 fue seleccionado como amplificador principal debido a su excelente rendimiento con señales de baja intensidad. Tiene una corriente de polarización muy baja (2 pA típicos), alta impedancia de entrada ($> 10^{12} \Omega$) y un bajo nivel de ruido (4.8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$). Estas características hacen que evitemos perdidas de corriente y que el op-amp sea adecuado para el procesamiento de las señales generadas por el APD.

Además, el OPA657 presenta un voltaje de offset de entrada típico de apenas 2 mV. Este parámetro representa una pequeña diferencia de tensión que debe aplicarse entre las entradas del amplificador para obtener una salida nula. En la práctica, esto implica que incluso si ambas entradas del op-amp están conectadas al mismo potencial, la salida podría no ser exactamente cero debido a imperfecciones internas del dispositivo.

Un offset bajo es deseable en aplicaciones de alta precisión o cuando se trabaja con señales muy débiles, como en nuestro caso, ya que ayuda a evitar errores sistemáticos en la salida. En configuraciones integradoras como la que usamos, un offset elevado podría acumularse con el tiempo y producir una derivada indeseada en la señal.

El dispositivo presenta un *slew rate* de 450 V/μs, que mide la rapidez con la que puede cambiar su salida ante una variación brusca en la entrada. Esto permite al op-amp seguir el perfil de pulsos rápidos si fuese necesario, aunque en nuestro caso se opera en régimen integrador.

El OPA657 también destaca por su producto ganancia-ancho de banda (GBP), que alcanza los 1.6 GHz. Este parámetro relaciona el ancho de banda con la ganancia del amplificador en configuraciones típicas mediante:

$$\text{GBP} = |A_v| \cdot \text{BW} \quad (1)$$

donde A_v es la ganancia en lazo cerrado. Esta expresión es útil para amplificadores configurados como amplificadores de tensión, pero no resulta aplicable directamente a configuraciones como la nuestra.

En nuestro caso, el op-amp se configura como amplificador transimpedancia, convirtiendo corriente en tensión. La relación entre la señal de salida y la corriente de entrada está dada por la siguiente función de transferencia:

$$H(j\omega) = \frac{V_{out}(j\omega)}{I_{in}(j\omega)} = -\frac{R_f}{1 + j\omega R_f C_f} \quad (2)$$

donde R_f es la resistencia de realimentación, C_f la capacidad en paralelo con ella y I_{in} la corriente generada por el APD. Con esta configuración, el sistema presenta una ganancia máxima (en continua) de $-R_f$ y una frecuencia de corte (ancho de banda efectivo) determinada por:

$$f_{3\text{dB}} = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \approx 15.9 \text{ Hz} \quad (3)$$

Para los valores elegidos: $R_f = 200 \text{ k}\Omega$, $C_f = 50 \text{ nF}$. Esta fórmula describe el punto a partir del cual la ganancia del sistema empieza a decrecer notablemente.

Esta baja frecuencia de corte indica que el sistema actúa como un filtro pasa bajas, integrando los pulsos en el tiempo y eliminando su forma rápida original. Esto es deseable en este diseño, donde no nos interesa la forma exacta de los pulsos generados por el APD, sino su acumulación como señal de tensión continua.

Además, esta configuración permite definir una constante de tiempo τ asociada al tiempo de decaimiento de la señal. Para los valores de C_f y R_f tendríamos:

$$\tau = R_f \cdot C_f = 200 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-9} = 10 \text{ ms} \quad (4)$$

Este parámetro controla el tiempo de respuesta del integrador. En nuestro caso, se ha ajustado para que su valor permita acumular pulsos de forma efectiva cuando la tasa de eventos radiactivos es baja.

Como el modelo que estamos diseñando es una prueba, los valores que estamos tomando de C_f y R_f no son definitivos, si no que los podremos cambiar según la tasa radiactiva de la muestra y la frecuencia de eventos que recibamos.

TL072 Tras el OPA657, se utiliza un segundo op-amp (TL072) configurado como inversor con ganancia unitaria. Su función es simplemente invertir la polaridad de la señal para adecuarla al rango positivo admitido por la entrada analógica del microcontrolador ESP32, que solo puede leer valores entre 0 y 3.3 V.

El TL072 fue elegido por su bajo coste, disponibilidad y facilidad de uso en protoboard (formato THT). Tiene una corriente de polarización mayor que el OPA657 (en el orden de 65 pA típicos), pero suficiente para esta etapa donde la señal ya ha sido amplificada.

La elección de los op-amps se basó en la necesidad de amplificar señales de muy baja corriente sin introducir ruido ni distorsión significativa. La integración de los pulsos en una señal continua, la inversión posterior y la adaptación al rango de lectura del ESP32 se logró combinando un amplificador de altas prestaciones (OPA657) con uno más convencional pero adecuado para tareas simples (TL072).

2.1.3. Digitalización de la señal

La última etapa del proceso de adquisición de datos en el dosímetro consiste en la **digitalización** de la señal analógica proveniente del circuito de acondicionamiento. Para ello, se emplea el microcontrolador **ESP32-C3-DevKitM-1**.

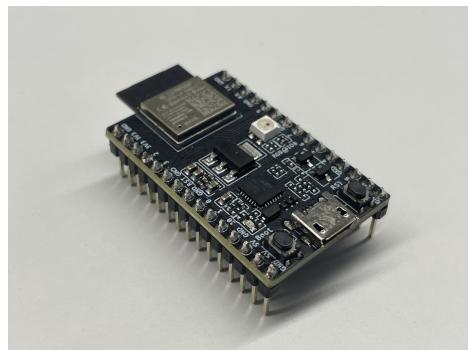


Figura 9: Imagen del microcontrolador **ESP32-C3**.

El microcontrolador está basado en un núcleo **RISC-V de 32 bits** con una frecuencia de hasta **160 MHz**, ofreciendo una buena capacidad de procesamiento para aplicaciones de adquisición en tiempo real. La placa incorpora aproximadamente **400 kB de SRAM** para la gestión de programas y variables, así como **4 MB de memoria Flash** para almacenar el firmware y otros archivos necesarios.

En cuanto a conectividad, la ESP32-C3 dispone de **Wi-Fi en 2.4 GHz** (IEEE 802.11 b/g/n) y **Bluetooth Low Energy (BLE)**, permitiendo transmitir los datos digitalizados directamente a un ordenador, servidor o dispositivo móvil.

Finalmente, la placa ofrece hasta **22 pines GPIO configurables**, que permiten tanto adquirir datos analógicos como controlar periféricos externos, por ejemplo, LEDs de señalización o dispositivos de comunicación.

Para la conversión de señal, este dispositivo incorpora dos convertidores ADC (Analog to Digital Converter). La conversión ADC (Analógico-Digital) es el proceso mediante el cual se transforma una señal analógica de entrada, en este caso, una tensión, en un valor digital que pueda ser interpretado por el microcontrolador. Los valores obtenidos directamente mediante la API del conversor ADC son cifras enteras que representan dicha tensión tras haber pasado por el proceso de digitalización [18].

Por defecto, el ADC interno de la placa opera con una resolución de **12 bits**. Esto implica que el rango completo de entrada se divide en $2^{12} = 4096$ niveles discretos, que definirán el mínimo cambio detectable en la señal de entrada.

La relación entre el valor leído por el ADC (data) y la tensión real de entrada se expresa mediante la siguiente fórmula:

$$V_{\text{data}} = \frac{\text{data}}{2^{\text{bitwidth}} - 1} \cdot V_{\text{ref}} \quad (5)$$

Donde:

- **data** es el valor entero proporcionado por el conversor (entre 0 y 4095),
- **bitwidth** es la resolución del ADC (por defecto, 12),
- V_{ref} es la *tensión de referencia* del ADC.

En la ESP32-C3, la tensión de referencia interna está fijada en aproximadamente $V_{\text{ref}} \approx 1.1$ V según su *datasheet* [15]. Esto implica que, en su configuración por defecto, el rango máximo de medida sería aproximadamente de 0 a 1.1 V. Dado que las señales procesadas por el dosímetro pueden alcanzar valores más altos, es necesario ampliar el rango máximo de medida.

El ESP32-C3 permite configurar una **atenuación programable** mediante la función `adc.attenu()`, que adapta la ganancia interna del conversor. La Tabla 1 muestra las distintas opciones disponibles y sus rangos aproximados según las especificaciones del *datasheet* de la placa [15].

Atenuación (dB)	Rango de medida aproximado (V)	Aplicación típica
0 dB	0 - 1.1	Señales de muy bajo nivel
2.5 dB	0 - 1.5	Pequeña extensión de rango
6 dB	0 - 2.2	Señales intermedias
11 dB	0 - 3.3	Máxima amplitud

Cadro 1: Rangos de medida del ADC en la ESP32-C3 según la configuración de atenuación.

En este proyecto se seleccionó la configuración de **11 dB**, lo que permite cubrir un rango de entrada de aproximadamente 0 a 3.3 V, maximizando la resolución efectiva de los **12 bits** y evitando la saturación de la medida. Este rango de medida es el máximo posible ya que está limitado por el voltaje de alimentación de la placa, que es 3.3 V.

2.2. Diseño del circuito

Una vez establecidos los distintos bloques funcionales del sistema —detección, acondicionamiento y adquisición— se procedió al diseño esquemático del circuito completo mediante el software **KiCad**. Esta herramienta facilitó la organización y visualización de los componentes, así como la planificación del montaje futuro.

El diseño inicial del circuito se concibió para su implementación sobre una *placa PCB* (Printed Circuit Board). Sin embargo, con el avance del proyecto, se optó por realizar el montaje sobre una *placa protoboard*, ya que esta permitía modificar fácilmente los valores de los componentes durante el proceso de ajuste y pruebas. Por esta razón, se priorizó el uso de componentes en formato **THT** (Through-Hole Technology), compatibles con protoboard.

Además del circuito principal, se añadieron algunos componentes auxiliares para garantizar un funcionamiento seguro y estable. Entre ellos se encuentra un **diodo Zener** conectado a la entrada inversora del OPA657, cuya función es limitar posibles sobrevoltajes. También se incluyeron condensadores para desacoplo y filtrado de ruido en puntos estratégicos del circuito. El resultado del diseño puede verse en el siguiente esquema:

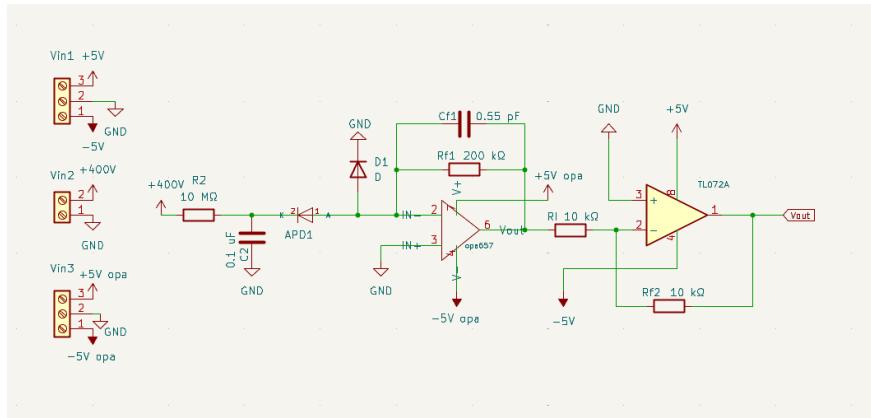


Figura 10: Esquema completo del dosímetro diseñado en KiCad.

2.3. Programación y Entorno Digital

2.3.1. Entorno de desarrollo

Una vez que la señal procedente del detector ha sido acondicionada en forma analógica, el siguiente paso es su tratamiento digital por parte de la placa **ESP32-C3-DevKitM-1**. Para ello, fue necesario preparar previamente un entorno de trabajo adecuado en la propia placa.

El microcontrolador se programó utilizando el lenguaje **Python** mediante la herramienta **MicroPython**, un firmware específico que permite ejecutar directamente scripts en la placa sin necesidad de compilación. Este firmware contiene un *intérprete de Python embebido*, capaz de gestionar los recursos hardware (lectura de pines, temporización, conexiones Wi-Fi, etc.) de forma sencilla y flexible.

El archivo binario del firmware fue descargado desde la web oficial de MicroPython [16], y transferido a la memoria flash de la placa utilizando la herramienta `esptool`, desarrollada por Espressif [17]. Este proceso de instalación, también denominado *flashing*, se llevó a cabo mediante comandos en la terminal del sistema, borrando primero la memoria existente y escribiendo a continuación el nuevo firmware.

Una vez instalado el firmware, la comunicación con la placa se gestionó mediante la utilidad `mpremote`, que permite cargar scripts, controlar su ejecución y acceder a la terminal interactiva (REPL) de MicroPython. El programa principal, `main.py`, fue guardado en la memoria interna de la placa, de forma que se ejecuta automáticamente en cada reinicio. Adicionalmente, se creó un archivo auxiliar `wifi.py`, con funciones diseñadas para establecer la conexión a una red inalámbrica local.

Este entorno de desarrollo permitió configurar la placa como un sistema autónomo de adquisición y procesamiento digital, capaz de leer entradas analógicas, tomar decisiones lógicas, activar salidas (como LEDs) y enviar información a través de la red Wi-Fi.

2.3.2. Lectura y tratamiento de señales

El primer paso en la rutina de programación consiste en configurar el pin de entrada analógica al que se conecta la señal proveniente del circuito detector. Para ello, se utilizó el objeto `ADC` del módulo `machine` de MicroPython, que permite realizar conversiones analógico-digitales directamente desde el código. El pin seleccionado fue el `GPI00`, que corresponde a uno de los canales ADC disponibles en el ESP32-C3.

Una vez inicializado el conversor, se diseñó un bucle de ejecución continua que realiza medidas de tensión a intervalos regulares. A cada medida se le asigna un valor de voltaje utilizando la escala correspondiente al rango de entrada (0-3.3 V). Adicionalmente, se incorporó un mecanismo de decisión simple basado en un umbral de detección: si el voltaje medido supera cierto valor, se considera que hay radiación detectada y se activa un LED verde; en caso contrario, se activa un LED rojo. El programa se diseñó para ejecutarse

de forma autónoma en la placa tras el arranque, lo que permite que el sistema funcione como detector sin necesidad de conexión constante con un ordenador.

Cabe destacar que no comentamos previamente el uso de LED's como componente del circuito ya que no son componentes definitivos del mismo y su función es prescindible.

El código desarrollado para el control del conversor ADC, así como el resto de scripts asociados al funcionamiento del sistema, se encuentra disponible en el repositorio público de GitHub del autor: https://github.com/nicoboti/TFG-APD_Dosimeter.git.

Para verificar el correcto funcionamiento del programa antes de su implementación física en la placa ESP32-C3, se utilizó la plataforma de simulación Wokwi, que permite emular componentes electrónicos en un entorno virtual. En esta simulación se conectó una fuente de tensión variable (potenciómetro) a una de las entradas analógicas, así como dos LEDs para reflejar el estado lógico de salida según el umbral de detección configurado.

A continuación se muestra una captura de la simulación, donde se observa cómo varía la activación de los LEDs en función del nivel de tensión medido:

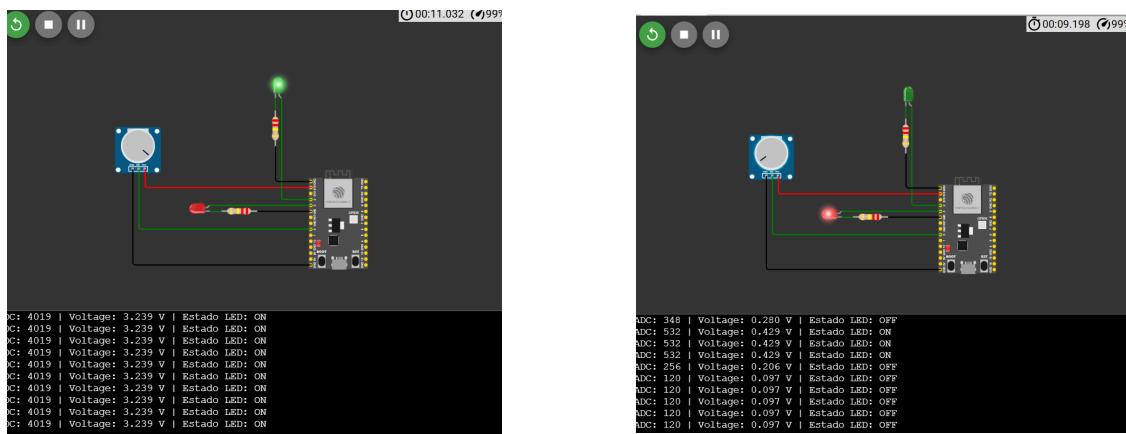


Figura 11: Simulación del funcionamiento del programa en Wokwi.

Como vemos en las imágenes, el bucle funciona correctamente. En la derecha, el voltaje de entrada no supera el umbral, por lo que se activa el LED rojo. A la izquierda, el voltaje supera el umbral, activándose el LED verde.

2.3.3. Conexión Wi-Fi y servidor web

Una vez adquirida y digitalizada la señal procedente del circuito, resulta conveniente disponer de una interfaz que permita consultar, en tiempo real, los datos obtenidos. Para ello, se ha implementado una conexión Wi-Fi entre el microcontrolador y un navegador web, de forma que se pueda acceder a un pequeño servidor local alojado en la propia placa.

El modelo *ESP32-C3* cuenta con conectividad inalámbrica integrada (Wi-Fi IEEE 802.11 b/g/n), lo que permite conectarlo fácilmente a una red local de 2.4 GHz. El proceso

de conexión se lleva a cabo a través de un script auxiliar `wifi.py`, el cual configura y activa el modo estación (STA) del chip mediante el uso del módulo `network` de *MicroPython*. Una vez conectado, la dirección IP asignada por el router permite al usuario acceder al servidor desde cualquier navegador que se encuentre en la misma red. Para el código, nos ayudamos de la documentación de la librería `network` [20].

En cuanto al servidor web, este se desarrolla utilizando el módulo `socket`, que permite aceptar conexiones entrantes y enviar respuestas HTTP básicas. Se construye así una página HTML que muestra el voltaje digitalizado por el ADC, actualizándose dinámicamente cada segundo mediante el uso de funciones *JavaScript*. Además del valor en tiempo real, se ofrece información sobre si el dispositivo está detectando señal (radiación) o no, lo que se determina a partir de un umbral de voltaje. Para crear el servidor nos ayudamos de la siguiente documentación [19, 21].

En la Figura 12 se muestra el aspecto visual de la interfaz web una vez accedemos al servidor desde un navegador conectado a la misma red Wi-Fi que la placa. Esta solución permite una monitorización remota y sencilla, sin necesidad de interfaces físicas adicionales.



Figura 12: Imagen del servidor web alojado en la placa.

3. Resultados

3.1. Resultados de simulación

A continuación se presentan los resultados obtenidos mediante simulación del circuito semicompleto en *LTspice*. El modelo incluye la etapa de transimpedancia implementada con el OPA657, seguida de un inversor basado en el TL072. Hemos omitido el APD con su circuito de adaptación debido a la dificultad de encontrar este componente.

3.1.1. Nodos de medida

Las simulaciones muestran el comportamiento del sistema ante una corriente de pulsos periódicos, que emula la señal generada por el fotodiodo de avalancha (APD) al detectar partículas ionizantes. Los *nodos*, o puntos del circuito que hemos analizado, aparecen marcados en la figura 13, y en ellos se observan distintas medidas.

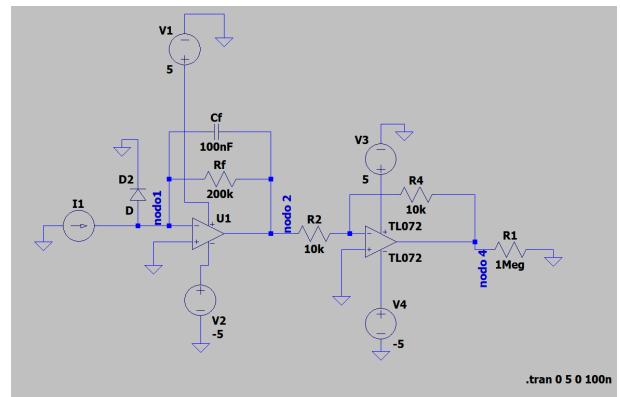


Figura 13: Circuito simulado en *LTspice*.

- En el **nodo 001** (*pulsos verdes*) se visualizan picos de voltaje positivos y negativos correspondientes a los pulsos de corriente.
- En el **nodo 002** (*pulsos azules*), salida del OPA657, se observan pulsos negativos y un aumento del valor absoluto de la tensión como resultado de la integración.
- En el **nodo 004** (*pulsos rojos*), salida del TL072, se obtiene un voltaje creciente que refleja la acumulación de pulsos detectados. Mientras no variemos la frecuencia de los pulsos este voltaje crecerá solo en los primeros segundos y luego se mantendrá constante.

3.1.2. Variaciones en el período de los pulsos

Se analizó primero la respuesta del sistema variando el período de los pulsos de entrada, un método que equivaldría a medir las tasas de distintas fuentes radiactivas. A continuación mostramos las gráficas creadas con el módulo *Matplotlib* de *Python* obtenidas a partir de simulaciones con distintas configuraciones de frecuencias de pulsos.



Figura 14: Simulación para $T_{pulso} = 1 \mu\text{s}$.

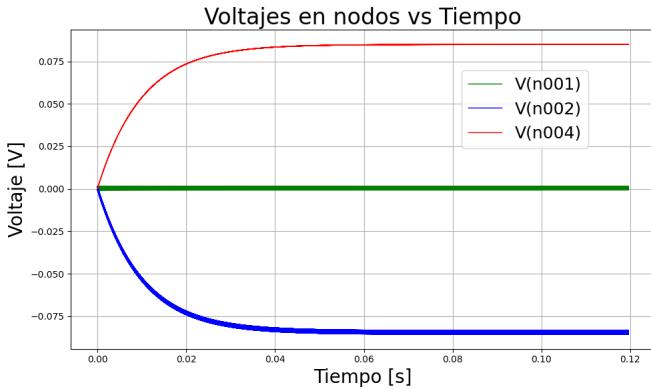


Figura 15: Simulación para $T_{pulso} = 10 \mu\text{s}$.

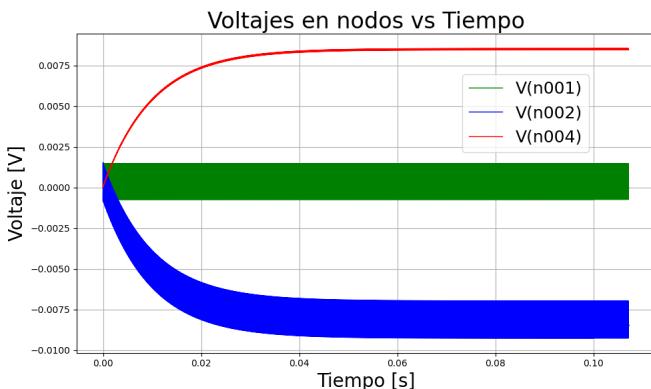


Figura 16: Simulación para $T_{pulso} = 100 \mu\text{s}$.

Para las primeras simulaciones, mantuvimos constantes los valores de los componentes de retroalimentación del *opa657*: $R_f = 200 \text{ k}\Omega$, $C_f = 50 \text{ nF}$.

De arriba a abajo, las gráficas se corresponden con la simulación para un período de pulsos de $T_{pulso} = 1$, 10 y 100 μs . En todos los casos se observa cómo el voltaje en el nodo de salida se incrementa progresivamente al recibir sucesivos pulsos de corriente, cumpliendo el objetivo de integrar la señal en el dominio del voltaje.

Vemos como la señal de salida de los op-amps (**nodo 2** y **nodo 4**) tarda lo mismo en estabilizarse para las tres configuraciones. Esto tiene una sencilla explicación, el tiempo de estabilización depende del tiempo de respuesta del integrador, ecuación 4, que en nuestro caso es de $\tau = 10 \text{ ms}$. Este parámetro depende de R_f y C_f y se mantiene invariable, por consecuencia dicho tiempo será el mismo independientemente de la frecuencia de pulsos.

Podemos observar que el valor numérico del voltaje, una vez que se estabiliza, obtenido en el **nodo 2** y **nodo 4** disminuye a medida que reducimos la frecuencia de los pulsos. Esto se debe a que cada pulso aporta una carga que se acumula en el condensador de realimentación C_f , incrementando el voltaje en la salida del amplificador. Al disminuir la frecuencia, se inyecta menos carga por unidad de tiempo, provocando una acumulación más lenta y un valor final menor del voltaje.

En general, el comportamiento del circuito refleja el funcionamiento integrador del circuito, que convierte la tasa de eventos en una señal analógica proporcional.

3.1.3. Adaptación a distintas fuentes radiactivas

En la sección anterior se analizó la evolución del voltaje de salida en función del período de los pulsos de corriente, considerando unos valores fijos de resistencia y capacitancia en el amplificador de transimpedancia integrador. En esta sección, se amplía dicho estudio con el objetivo de adaptar estos parámetros, (R_f y C_f) al tipo de fuente radiactiva, es decir, a la frecuencia esperada de eventos de detección.

De nuevo seleccionaremos diferentes períodos de pulsos, para ajustar R_f y C_f de forma que la señal resultante sea:

- suficientemente elevada para ser detectada por el ADC de la ESP32-C3 (dada su resolución en la sección 2.1.3).
- sin llegar a saturar (rango de 0–3.3 V).
- estable y diferenciable del ruido de fondo y de la señal debida a la corriente oscura.

A continuación se muestra una tabla con la adaptación del circuito para diferentes tasas radiactivas. Los valores se han ajustado de forma empírica con simulaciones en LTspice.

T_{pulso} [μs]	I_{pulso} [μA]	Actividad [Bq]	R_f [kΩ]	C_f [nF]	V_{out} [V]
1	500	$1.0 \cdot 10^6$	200	100	0.84
2.5	500	$4.0 \cdot 10^5$	500	50	0.85
5	500	$2.0 \cdot 10^5$	1000	50	0.86
10	500	$1.0 \cdot 10^5$	2000	22	0.85
25	500	$4.0 \cdot 10^4$	5000	22	0.85
50	500	$2.0 \cdot 10^4$	$1 \cdot 10^4$	10	0.84
100	500	$1.0 \cdot 10^4$	$1 \cdot 10^4$	10	0.42

Cadro 2: Adaptación de los parámetros del circuito

Se ha mantenido constante la corriente de cada pulso en $500 \mu\text{A}$, y se ha ajustado el valor de R_f para obtener una tensión de salida próxima a 0.8 V , dentro del rango óptimo del ADC de la ESP32-C3.

A medida que los pulsos son menos frecuentes (mayor T_{pulso}), es necesario aumentar R_f para mantener una tensión de salida significativa. Sin embargo, un R_f alto implica también un mayor tiempo de carga del condensador C_f , ralentizando la estabilización de la señal.

Por ello, se reduce el valor de C_f en estos casos, de modo que el circuito integre más rápidamente la señal, compensando la pérdida de velocidad debida a la resistencia.

Además, se ha comprobado que la corriente oscura del APD, del orden de 10 nA, genera una contribución continua en la salida de aproximadamente 0.2 mV. Este valor, aunque pequeño, sirve como referencia del nivel de fondo del sistema en ausencia de pulsos.

3.2. Proceso y Resultados experimentales

En esta sección presentaremos el procedimiento experimental de montaje, así como los resultados obtenidos mediante la prueba del circuito en el laboratorio.

Cambios en algún componente Antes de proceder con el montaje final del circuito, se revisaron algunos componentes y aspectos del diseño con el objetivo de obtener una señal lo más limpia posible.

Se optó por sustituir el uso de *protoboards* por *stripboards*, un tipo de placa de ensamblaje que presenta un diseño más compacto y robusto. Al permitir la soldadura directa de los componentes sobre pistas de cobre, se reduce significativamente la cantidad de cableado necesario, lo que a su vez contribuye a minimizar el ruido eléctrico y mejorar la estabilidad de las conexiones.

Otro de los cambios realizados fue la sustitución de la fuente de alimentación *XPPower CA05P-5* por una fuente regulable del laboratorio. Esta decisión facilitó el proceso de pruebas, ya que nos permitió modificar la polarización del APD de forma controlada y observar como variaba la señal en función de esta polarización.

Adicionalmente, antes de conectar la salida del circuito a la placa *ESP32-C3*, se optó por visualizar la señal en un osciloscopio. Esta verificación previa permitió asegurar que la señal obtenida era válida y tenía las características esperadas antes de su digitalización.

Soldadura de los componentes

Una vez verificados con el polímetro los valores de cada componente, procedimos a su soldadura sobre la *stripboard*. Para ello, se utilizó estaño y soldador de punta fina como se aprecia en la imagen de la derecha. Dado que el *OPA657* venía en formato SMD, fue necesario adaptarlo a configuración THT mediante el uso de un adaptador específico.

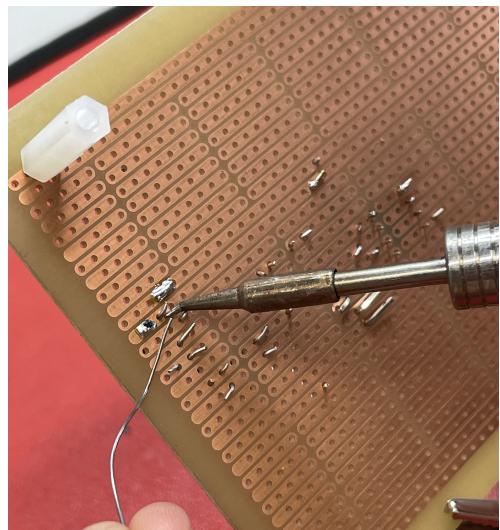


Figura 17: Proceso de soldadura de los componentes sobre la stripboard.

El APD S8664-1010 se soldó en una placa distinta, separada del resto del circuito. Esta decisión se debe a que, al tratarse de un componente fotosensible, es necesario poder cubrirlo o modificar su orientación con facilidad, lo cual sería poco práctico en una placa integrada con el resto del sistema.

Una vez finalizada la soldadura, se adaptaron también los cables de conexión hacia la fuente de alimentación y el osciloscopio, de modo que pudieran acoplarse correctamente a la placa montada.

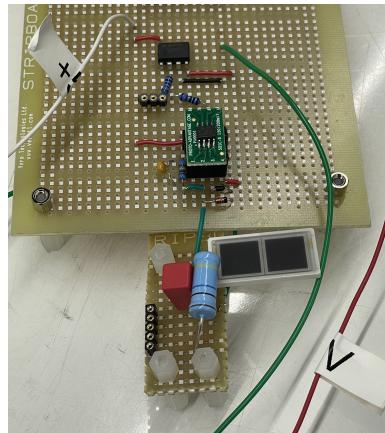


Figura 18: a) Vista cercana de los componentes del circuito.

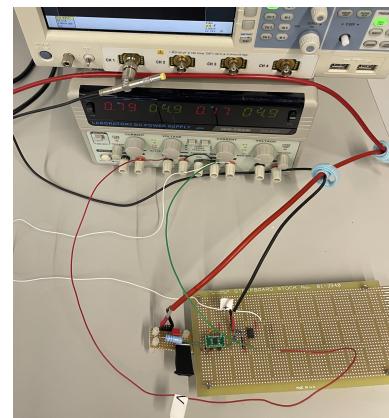
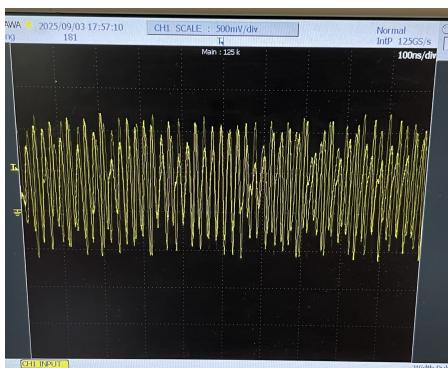


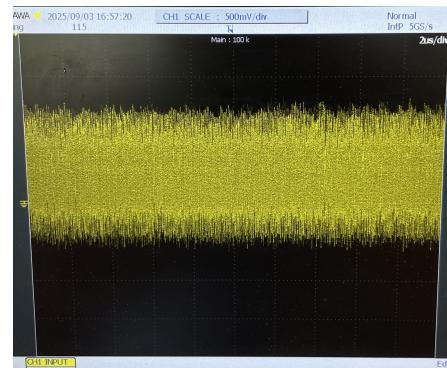
Figura 19: b) Vista del circuito conectado a la fuente y al osciloscopio.

Medidas Una vez ensamblado el sistema, se procedió a realizar las primeras mediciones. El primer paso fue alimentar los amplificadores operacionales con -5 V y 5 V , antes de polarizar el APD, con el fin de evitar posibles daños debido a la circulación de corriente sin que los operacionales estén activos.

Posteriormente, se elevó la tensión de polarización del APD de forma progresiva hasta aproximadamente 390 V , y se conectó la salida del circuito a un osciloscopio para analizar la señal resultante.



a)



b)

Figura 20: Captura de la señal observada en el osciloscopio durante las pruebas.

En la Figura 20, vemos dos imágenes de la señal captada por el osciloscopio. Ambas son la misma señal, pero la **Imagen a)** presenta un rango temporal mucho menor a la **Imagen b)**. La medida obtenida resultó ser muy distinta de la esperada a partir de las simulaciones. Como se puede observar, tenemos una oscilación constante con una amplitud total cercana a 4 V y una frecuencia elevada, sin mostrar variaciones apreciables en el tiempo. Esta señal llevó a sospechar que se trataba de ruido electrónico.

Como primera medida, se redujo la longitud del cable de conexión a tierra entre la placa del APD y la del resto del circuito, en un intento de reducir el bucle de masa y las interferencias asociadas. No obstante, al repetir la prueba, la señal se mantuvo con un comportamiento similar, aunque con una leve reducción de amplitud.

Este resultado se atribuye principalmente a problemas de ruido en el circuito. La hipótesis principal es que las conexiones a tierra no fueron suficientemente eficientes. Se barajó la posibilidad de mejorar el apantallado del sistema, por ejemplo, cubriendolo con papel de aluminio conectado a tierra, para reducir interferencias. Sin embargo, no fue posible implementar esta solución dentro del plazo disponible.

Dados los resultados, optamos por no conectar la salida del circuito a la placa *ESP32-C3*, ya que la señal era inestable y corríamos el riesgo de dañar la placa.

Nota:

Todos los programas utilizados a lo largo del proyecto, así como los archivos de diseño del circuito en *KiCad*, los archivos de simulación en *LTspice*, los esquemas en *Wokwi* y los códigos en *MicroPython* empleados para el microcontrolador *ESP32-C3*, se encuentran disponibles en el siguiente repositorio de GitHub:

https://github.com/nicoboti/TFG-APD_Dosimeter.git

Esto permite la consulta abierta del desarrollo completo del proyecto, así como su reutilización, mejora o extensión en futuros trabajos.

4. Conclusiones

Conclusiones

A lo largo de este trabajo se ha diseñado, simulado y construido un sistema compacto para la detección de radiación ionizante basado en un fotodiodo de avalancha (APD).

Las simulaciones en *LTspice* mostraron un comportamiento coherente con el esperado: la señal de salida crece con la frecuencia de pulsos, y el circuito responde bien al ajuste de parámetros como R_f y C_f .

Sin embargo, en el montaje experimental no se han obtenido resultados satisfactorios. La señal de salida digitalizada presentaba un nivel de ruido elevado y no se distinguían pulsos ni incrementos de voltaje significativos.

Aunque no se ha identificado con certeza la causa principal del problema, todo apunta a que la calidad de las conexiones ha jugado un papel determinante. Inicialmente se empleó una *protoboard*, y posteriormente se migró a una *stripboard*, lo cual supuso una mejora en la eficacia de las conexiones, pero que aún resultó insuficiente para reducir las interferencias a niveles aceptables.

Esto sugiere que sería necesario implementar el circuito sobre una **placa de circuito impreso (PCB)**, con un diseño optimizado de las masas y trazados, y posiblemente con medidas de **apantallamiento electromagnético**, para minimizar el acoplamiento de ruido externo.

Proponemos, por tanto, como continuación natural del proyecto, el diseño y fabricación de una PCB que permita evaluar correctamente el comportamiento del sistema en condiciones más estables. Esta versión exigiría un ajuste más fino de componentes y algo más de tiempo, pero sería un paso clave hacia un prototipo más profesional.

Dado el tamaño compacto y bajo consumo del dispositivo, el sistema tendría un gran potencial como dosímetro portátil de bajo coste.

Entre las aplicaciones potenciales destacan el control en zonas contaminadas, contenedores de material radiactivo, como vimos en [1, 2, 3], o laboratorios. También podría adaptarse para medir **radiación ionizante** natural, como la procedente del gas radón (^{222}Rn), especialmente presente en regiones graníticas como Galicia.

En resumen, aunque el sistema no funcionó plenamente en su versión experimental, el trabajo realizado sienta una base sólida para su evolución futura hacia un dosímetro funcional y adaptable a distintas fuentes de radiación.

Referencias

- [1] Y. Gao, N. J. McFerran, A. Enqvist, J. E. Tulenko, and J. E. Baciak, "Dry cask radiation shielding validation and estimation of cask surface dose rate with MAVRIC during long-term storage," *Annals of Nuclear Energy*, vol. 140, p. 107145, 2020.
- [2] A. Y. Chen, Y. F. Chen, J. N. Wang, R. J. Sheu, Y.-W. H. Liu, and S. H. Jiang, "A comparison of dose rate calculations for a spent fuel storage cask by using MCNP and SAS4," *Annals of Nuclear Energy*, vol. 35, pp. 2296–2305, 2008.
- [3] Y. Gao, C. R. Hughes, C. R. Greulich, J. E. Tulenko, A. Enqvist, and J. E. Baciak, "Radiation dose rate distributions of spent fuel dry casks estimated with MAVRIC based on detailed geometry and continuous-energy models," *Annals of Nuclear Energy*, vol. 117, pp. 84–97, 2018.
- [4] O. Keller, M. Benoit, A. Müller, and S. Schmeling, "Smartphone and Tablet-Based Sensing of Environmental Radioactivity: Mobile Low-Cost Measurements for Monitoring, Citizen Science, and Educational Purposes," *Sensors*, vol. 19, no. 19, p. 4216, 2019.
- [5] O. Keller. "DIY Particle Detector." GitHub Repository. Disponible en: https://github.com/ozel/DIY_particle_detector.git [Último acceso: 13 de agosto de 2025].
- [6] I. Izhnin, K. Lozovoy, A. Kokhanenko, K. Khomyakova, R. Douhan, V. Dirko, A. Voitsekhovskii, O. Fitsych, and N. Akimenko, "Single-photon avalanche diode detectors based on group IV materials," *Applied Nanoscience*, vol. 12, 2021. doi: 10.1007/s13204-021-01667-0.
- [7] K.A. Lozovoy, R.M.H. Douhan, V.V. Dirko, H. Deeb, K.I. Khomyakova, O.I. Kukennov, A.S. Sokolov, N.Y. Akimenko, and A.P. Kokhanenko, "Silicon-Based Avalanche Photodiodes: Advancements and Applications in Medical Imaging," *Nanomaterials*, vol. 13, no. 23, p. 3078, 2023. doi: 10.3390/nano13233078.
- [8] G.F. Knoll, *Radiation Detection and Measurement*, 4th ed., Wiley, 2010. ISBN: 978-0470131480.
- [9] Hamamatsu Photonics, "S8664 Series Avalanche Photodiodes," *Hamamatsu Datasheet*, kapd1012e, 2013. Disponible en: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s8664_series_kapd1012e.pdf
- [10] G. W. Neudeck, *The PN Junction Diode*, 1st ed., Addison-Wesley, 1983. ISBN 0201053217.
- [11] Sergio Franco, *Diseño con amplificadores operacionales y circuitos integrados analógicos*, 3^a edición, McGraw-Hill, 2009.
- [12] Texas Instruments, *Understanding Operational Amplifier Specifications*, Application Report SL0A011B, octubre de 1999. Disponible en: <https://www.ti.com/lit/an/sloa011/sloa011.pdf>

- [13] Texas Instruments, *OPA657 1.6-GHz, Low-Noise, FET-Input Operational Amplifier*, Datasheet, Rev. J, March 2015. Disponible en: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa657.pdf>
- [14] Texas Instruments, *TL072 Low-Noise JFET-Input Operational Amplifier*, Datasheet, Rev. D, August 2015. Disponible en: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl072.pdf>
- [15] Espressif Systems, *ESP32-C3 Series Datasheet*, Espressif Systems, 2023. Disponible en: https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32-c3_datasheet_en.pdf.
- [16] MicroPython Team, *MicroPython Firmware for ESP32-C3*, Disponible en: <https://micropython.org/download/esp32c3/>, Accedido en agosto de 2025.
- [17] Espressif Systems, *esptool - Espressif Serial Bootloader Utility*, Disponible en: <https://docs.espressif.com/projects/esptool/en/latest/esp32c3/>, Accedido en agosto de 2025.
- [18] Espressif Systems, *Analog to Digital Converter (ADC) — ESP32-C3 API Reference*, Disponible en: <https://docs.espressif.com/projects/esp-idf/en/latest/esp32c3/api-reference/peripherals/adc/index.html>, Accedido en agosto de 2025.
- [19] MicroPython Documentation. *TCP/HTTP Server Example*. Disponible en: <https://docs.micropython.org/en/latest/library/socket.html>. Accedido en agosto de 2025.
- [20] MicroPython Documentation. *TCP/HTTP Server Example*. Disponible en: <https://docs.micropython.org/en/latest/library/network.html>. Accedido en agosto de 2025.
- [21] Santos, R. *ESP32/ESP8266 MicroPython Web Server – Control Outputs*. Random Nerd Tutorials. Disponible en: <https://randomnerdtutorials.com/esp32-esp8266-micropython-web-server/>. Accedido en agosto de 2025.