



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATOLICA DE CHILE
ESCUELA DE INGENIERIA

DETECTOR DE PARTÍCULAS HÍBRIDO CON RESOLUCIÓN ESPACIAL MEJORADA

PAVEL ILYAN MASOLIVER AGUIRRE

Tesis para optar al grado de
Doctor en Ciencias de la Ingeniería

Profesor Supervisor:
ÁNGEL ABUSLEME HOFFMAN
JAVIER PEREDA TORRES

Santiago de Chile, agosto, 2024

© 2024, Pavel I. Masoliver Aguirre



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATOLICA DE CHILE
ESCUELA DE INGENIERIA

DETECTOR DE PARTÍCULAS HÍBRIDO CON RESOLUCIÓN ESPACIAL MEJORADA

PAVEL ILYAN MASOLIVER AGUIRRE

Tesis presentada a la Comisión integrada por los profesores:

ÁNGEL ABUSLEME

Angel Abusleme

JAVIER PEREDA

Javier Pereda

MARCO DÍAZ

Juan Carlos Díaz

SERGEY KULESHOV

Sergey Kuleshov

VLADIMIR MARIANOV

Vladimir Marianov

JUAN OCHOA-RICOUX

Juan Ochoa-Rico

GUSTAVO LAGOS

Gustavo Lagos

Para completar las exigencias del grado de
Doctor en Ciencias de la Ingeniería

Santiago de Chile, agosto, 2024

A aquellos que aún piensan que
escribir una nueva tesis se hace cada
vez más fácil.

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, agradezco a mis padres y hermanos por acompañarme y apoyarme en esta etapa en mi desarrollo académico, a pesar de lo complicado que es compatibilizar el trabajo de investigación con el compartir en familia. Agradezco a mi tutor y maestro Ángel Abusleme por su apoyo, guía y compañía, que, desde incluso antes de empezar el programa de doctorado, me ha mostrado una perspectiva humana y profesional que pensaba no era posible encontrar en el ámbito de la investigación y la academia.

Agradezco a Matías Liz por el diseño de la caja oscura y a los profesionales del área mecánica del Instituto Milenio SAPHIR por su ayuda en la fabricación de los bloques centelladores. Agradezco a la Profesora Francisca Garay por apoyarme en procesos del programa de doctorado.

Agradezco a la Agencia Nacional de Investigación y Desarrollo por financiar esta investigación mediante la Beca Doctorado Nacional 21210108.

TABLA DE CONTENIDOS

Agradecimientos	ii
Tabla de contenidos	iii
1. Introducción	1
1.1. El muón	4
1.2. Estructura de un detector de partículas	5
1.2.1. Detección	6
1.2.2. Captura y sensado	11
1.2.3. Acondicionamiento	14
1.3. Arquitecturas	17
1.3.1. Detectores Segmentados	17
1.3.2. Detectores por Tiempo de Vuelo	18
1.4. Hipótesis y Objetivos	19
1.5. Metodología	20
2. Longitud Sensible Específica	22
2.1. Instrumentos de la literatura	22
2.2. Longitud Sensible Específica	27
2.3. Instrumentos y SSL	28
3. Diseño y Montaje Experimental	31
3.1. Concepto Híbrido	31
3.1.1. Lectura de tiempo discreto	31
3.2. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL CONCEPTO HÍBRIDO	33
3.2.1. Solapamiento de centelladores	33
3.2.2. Análisis de reflexiones	34
3.2.3. Simulación	37
3.2.4. Diseño de PCBs	38
3.3. DISEÑO MECÁNICO DEL MONTAJE	41
3.3.1. Montura para pruebas de retardo discreto	41
3.3.2. Montura módulo láser	42

3.3.3.	Montura prototipo	43
3.4.	MONTAJE EXPERIMENTAL	44
3.4.1.	Prueba de concepto	44
3.4.2.	Prototipo	45
4.	Resultados Experimentales	49
4.1	Resultado de Pruebas preliminares	49
4.2	Resultados del prototipo	51
5.	Aplicación a un Instrumento Funcional	55
5.1.	Análisis de costos	55
5.2.	Limitaciones y consideraciones	60
5.2.1.	Resolución temporal	60
5.2.2.	SiPM y electrónica de lectura	62
5.2.3.	Tamaño y línea de retardo	65
5.3.	Electrónica basada en el tiempo	71
5.3.1.	Amplificadores de tiempo	72
5.3.2.	Conversores tiempo a digital	73
5.4.	Mejora del desempeño	73
5.4.1.	Preamplificador	74
5.4.2.	Constant fraction discriminator	79
5.4.3.	Amplificador de tiempo	82
6.	Conclusiones	85
6.1.	Logros y objetivos	88
6.2.	Trabajo Futuro	89
	Referencias	91
	Anexos	99
A.1	Netlist de la simulación	100
A.2	Fotos del montaje	101
A.3	Planos del montaje	102

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATOLICA DE CHILE
ESCUELA DE INGENIERIA

DETECTOR DE PARTÍCULAS HÍBRIDO CON RESOLUCIÓN ESPACIAL
MEJORADA

Tesis enviada a la Dirección de Postgrado en cumplimiento parcial de los requisitos para el grado de Doctor en Ciencias de la Ingeniería.

PAVEL I. MASOLIVER AGUIRRE

RESUMEN

En la actualidad, los detectores de partículas pueden ser encontrados en diversos instrumentos utilizados en distintos campos, desde la medicina hasta la física de partículas. Para la construcción de estos instrumentos uno de los elementos comúnmente utilizados son los centelladores plásticos orgánicos, debido a su facilidad de producción y bajo costo. Los instrumentos que se han implementado, en general, se pueden dividir en dos arquitecturas de detección: segmentados y tiempo de vuelo. La principal desventaja de ellos es que, mientras el primero utiliza un gran número de canales de lectura, presentando un mayor costo, el segundo no alcanza una resolución espacial suficiente para ciertas aplicaciones. Es por esto que se presenta un nuevo concepto híbrido de detectores de partículas que permite una resolución espacial del orden de la de los detectores segmentados, pero con un menor número de canales de lectura al utilizar información del tiempo de vuelo. Para transformar cada elemento de resolución en diferencias de tiempo se propuso una línea de retardo discreta. Se introdujo una nueva cifra de desempeño, Longitud Sensible Específica (SSL), para comparar de manera efectiva detectores que utilizan diferentes técnicas y lógicas de posicionamiento. Esta cifra entrega información de la eficiencia en el uso de canales de lectura y la eficacia en el posicionamiento de la partícula para cada instrumento. Se desarrolló un prototipo unidimensional conformado por centelladores plásticos y fotomultiplicadores de silicio (SiPM) acoplados a ellos. Para aumentar el número de elementos de resolución se utilizó una técnica de solapamiento de centelladores. Cada SiPM se conectó a una intersección de la línea de retardo discreta, y los extremos de esta se acoplaron a dos módulos de lectura formados por un preamplificador, pulse-shaper y discriminador. Las pruebas realizadas mostraron la factibilidad de resolver la posición de los centelladores activados mediante las diferencias de tiempo de llegada de las señales eléctricas que se transmiten por la línea de retardo discreta. Los resultados indicaron que la resolución espacial del prototipo es del orden de los milímetros, similar a lo obtenido en instrumentos segmentados. Por otro lado, al utilizar sólo dos canales de lectura para determinar las diferencias de tiempo de las señales, la lógica de lectura del prototipo es comparable con la de los instrumentos basados en tiempo de vuelo. Comparando el prototipo desarrollado con diferentes instrumentos de la literatura en términos de la SSL, se observó que el valor de esta cifra es del orden de la de los instrumentos basados en tiempo de vuelo, pero con una mejor resolución espacial. Esto

permite decir que el concepto propuesto utiliza de manera más eficiente los canales de lectura en comparación con otras implementaciones.

Miembros de la Comisión de Tesis Doctoral:

Prof. Ángel Abusleme Hoffman
Prof. Javier Pereda Torres
Prof. Marco Aurelio Díaz Gutiérrez
Prof. Sergey Kuleshov Vasilievich
Prof. Vladimir Marianov Kluge
Prof. Juan Pedro Ochoa-Ricoux
Prof. Gustavo Lagos Cruz-coke
Santiago, agosto, 2024

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATOLICA DE CHILE
ESCUELA DE INGENIERIA

HYBRID PARTICLE DETECTOR WITH IMPROVED SPATIAL RESOLUTION

Thesis submitted to the Office of Graduate Studies in partial fulfillment of the
requirements for the Degree of Doctor in Engineering Sciences by

PAVEL I. MASOLIVER AGUIRRE

ABSTRACT

Nowadays, particle detectors can be found in a variety of instruments used in different fields, from medicine to particle physics. For the construction of these instruments, one of the most used elements are organic plastic scintillators, due to their ease of production and low cost. The instruments that have been implemented can generally be divided into two detection architectures: segmented and time-of-flight. The main disadvantages are that, while the former uses several readout channels and is more expensive, the latter does not achieve sufficient spatial resolution for certain applications. This is why a new hybrid concept of particle detectors is presented that allows a spatial resolution on the order of segmented detectors, but with a smaller number of readout channels by using a readout based on time-of-flight detectors. To transform each resolution element into time differences, a discrete delay line was proposed. A new figure of merit, Specific Sensitive Length (SSL), was introduced to effectively compare detectors using different tracking techniques and logic. This figure of merit provides information on the readout channel efficiency and particle tracking effectiveness for each instrument. A one-dimensional prototype consisting of plastic scintillators and silicon photomultiplier (SiPM) sensors coupled to them was developed. A scintillator overlapping technique was used to increase the number of resolution elements. Each SiPM was connected to an intersection of the discrete delay line, and the ends of the discrete delay line were coupled to two readout modules consisting of a preamplifier, pulse-shaper and discriminator. Tests showed the feasibility of resolving the position of the activated scintillators by means of the time-of-arrival differences of the electrical signals transmitted over the discrete delay line. The results revealed that the spatial resolution of the prototype is in the order of millimetres, similar to that of segmented instruments. On the other hand, by using only two readout channels to determine the time differences of the signals, the readout logic of the prototype is comparable to that of time-of-flight based instruments. Comparing the developed prototype with different instruments in the literature in terms of SSL, it was observed that the value of this figure of merit is in the order that of time-of-flight based instruments, but with a better spatial resolution. This makes it possible to say that the proposed concept makes more efficient use of the readout channels compared to other implementations.

Members of the Doctoral Thesis Committee:

Prof. Ángel Abusleme Hoffman

Prof. Javier Pereda Torres

Prof. Marco Aurelio Díaz Gutiérrez

Prof. Sergey Kuleshov Vasilievich

Prof. Vladimir Marianov Kluge

Prof. Juan Pedro Ochoa-Ricoux

Prof. Gustavo Lagos Cruz-coke

Santiago, August, 2024

1. INTRODUCCIÓN

El desarrollo de los detectores de partículas comienza prácticamente con el descubrimiento de la radiactividad por Henri Becquerel en el año 1896. Él observó que la radiación que emanaba de las sales de uranio era capaz de oscurecer el papel fotosensible. Casi al mismo tiempo, Wilhelm Conrad Röntgen descubrió los rayos X que se originaban en los materiales tras ser bombardeados por electrones energéticos (Grupe & Schwartz, 2008).

Desde esos tiempos, los métodos de detección de radiación se han ido perfeccionando, ya que hoy en día no basta con sólo detectar partículas o radiación, sino que se quiere identificar su naturaleza, es decir, si se trata de electrones, muones, rayos γ etc. Además, la mayoría de las aplicaciones actuales requieren a menudo una medición precisa de la energía y el momentum de la partícula, o conocer cada punto del espacio que recorrió. A partir de esta información, es posible reconstruir las trayectorias de las partículas, ya sea mediante técnicas de detección ópticas, por ejemplo, *spark chambers*, *streamer chambers*, *bubble* y *cloud chambers*; o eléctricas, como *multiwire proportional* o *drift chambers*, *micropattern* o *silicon pixel detectors* (Grupe & Schwartz, 2008).

Originalmente, estos detectores de partículas se utilizaban en el estudio de rayos cósmicos, física nuclear y física de partículas (Ampilogov et al., 2015). Sin embargo, en el último tiempo también han encontrado utilidad en diferentes áreas más aplicadas como lo son medicina, biología, ciencias medioambientales, prospección petrolífera, ingeniería civil, arqueología, seguridad nacional, y artes (Ampilogov et al., 2015; Belloto, 2017; Braccini, 2016; Grupe & Schwartz, 2008; Kaiser, 2019). Aunque los detectores más sofisticados siguen desarrollándose para investigaciones en el ámbito de la física (Riegler, 2014), las aplicaciones cotidianas suelen requerir dispositivos robustos que también funcionen en entornos difíciles y, muchas veces, en contacto con personal no especializado (Grupe & Schwartz, 2008).

Dentro del área médica, los aceleradores y detectores de partículas son instrumentos esenciales en la medicina moderna para estudios del cuerpo humano y se relacionan con la detección y tratamiento de enfermedades. En los últimos años, la sofisticación que se ha logrado ha permitido grandes avances en el diagnóstico y la terapia médica (Braccini, 2016). Estas investigaciones pueden encontrarse hoy en día en cualquier hospital, a través de prácticas médicas que ahora son comunes y que no eran imaginables hace tan sólo unos años. Aunque muchas aplicaciones están bien establecidas, muchas otras son el centro de la investigación científica y continuamente aparecen ideas innovadoras en su implementación. En particular, es posible mencionar el uso de aceleradores y detectores de partículas para la hadronterapia del cáncer y para la producción de isótopos para imágenes funcionales (Braccini, 2016). Un ejemplo claro es la toma de imágenes anatómicas mediante Tomografía Computarizada, en donde se puede estudiar la morfología de los distintos órganos y sistemas que conforman el cuerpo humano. En particular, estas imágenes son generadas por rayos X, los cuales interactúan con el cuerpo del paciente, produciendo cierto grado de atenuación de la energía de los rayos dependiendo de la densidad de cada tejido. Es así como, para una misma energía de rayos X, un tejido de alta densidad como el hueso posee un mayor coeficiente de atenuación respecto de uno menos denso como son, por ejemplo, los tejidos blandos (Belloto, 2017). Para esta aplicación, los detectores de partículas cumplen el papel de la obtención de imágenes de contraste de los distintos tipos de tejidos, las que entregan información valiosa para el diagnóstico y tratamiento del paciente.

Otra aplicación de los detectores de partículas más novedosa es la muografía. Esta palabra se ha establecido desde hace un tiempo en la comunidad de vulcanólogos que utilizan muones producidos por los rayos cósmicos para realizar estudios de volcanes (D'Alessandro et al., 2019; Kaiser, 2019). La muografía corresponde a la formación de imágenes tridimensionales en base al contraste producido por la materia debido a la absorción de energía de un flujo de muones. Las primeras pruebas experimentales realizadas con muografía se centraron en la cumbre del Monte Asama, Japón (Tanaka, 2019). Desde este primer experimento en volcanes en 2007, se han estudiado las

distribuciones de densidad de varios otros, no sólo en Japón, sino también en Europa. Los volcanes no son el único objeto de estudio reciente con muografía. Esta técnica ha demostrado su potencial para obtener imágenes de estructuras con una densidad no uniforme, siempre que el gradiente de densidad sea lo suficientemente pronunciado. Esta cualidad hace que la técnica sea adecuada para una amplia gama de experimentos en los que la caracterización del perfil de densidad es esencial. Algunos de estos experimentos están relacionados con estudios para comprender mejor las propiedades más generales del interior de la Tierra, como su composición y estado, y dilucidar la geodinámica a escala local, como los movimientos del magma en el conducto de un volcán (Tanaka, 2019).

La seguridad nuclear es otra área donde se pueden aplicar estas técnicas, desde el hecho de que los materiales y residuos radiactivos se almacenan en contenedores blindados diseñados para contener la radiación (Miyadera et al., 2013). En este contexto, la muografía tiene la capacidad para distinguir entre el combustible nuclear y otros metales, como entre uranio y plomo, puesto que los muones se deflectan al interactuar con materiales de alto número atómico. Esto hace crucial el uso de detectores de partículas para las aplicaciones en seguridad nuclear, en particular, para la inspección de cargamentos y para la supervisión de barriles de almacenamiento de material radiactivo. La búsqueda de materiales nucleares especiales en el interior de contenedores de carga fue una de las primeras aplicaciones de la tomografía de muones. La obtención de imágenes del contenido de los contenedores de residuos nucleares y la garantía de calidad de los procesos de tratamiento de residuos nucleares son otras aplicaciones clave en el campo de la seguridad nuclear. Por último, los propios reactores nucleares también pueden visualizarse mediante la detección de muones. Un ejemplo de ello es el intento de obtener imágenes del *corium* de los reactores de Fukushima-Daiichi, en donde simulaciones indican que esto debería ser posible (Kaiser, 2019).

1.1. El muón

El desarrollo de los detectores de partículas requiere entender los fenómenos de detección relacionados a la partícula o radiación en específico involucrada. Así, para el caso de esta investigación, es necesario introducir lo referente al muón, desde sus características principales hasta el mecanismo de producción de interés.

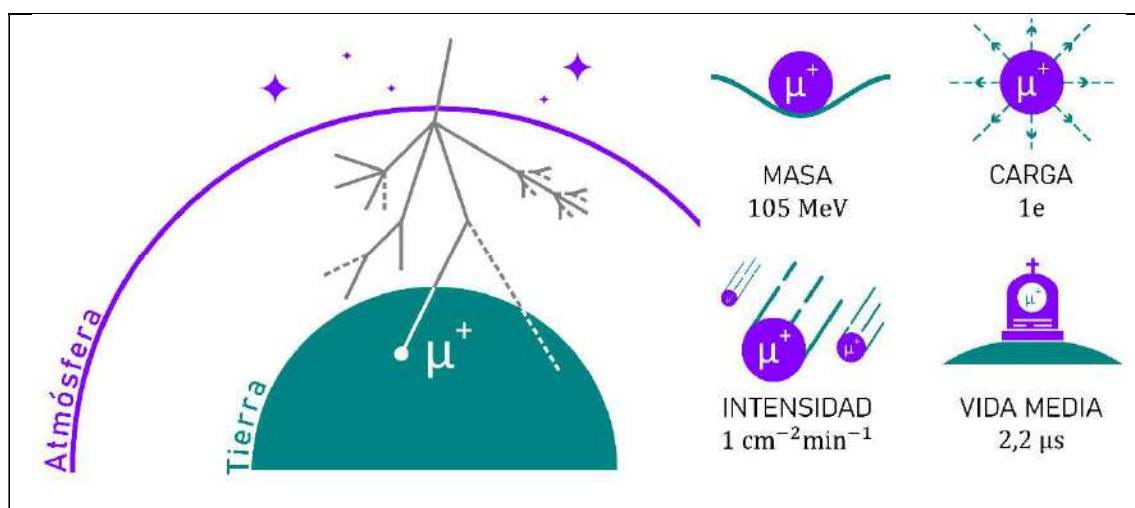


Fig. 1.1 Representación de la formación de un muón mediante la interacción de los rayos cósmicos con la atmósfera. Magnitudes características relacionadas con las propiedades del muón y su flujo.

Un muón es una partícula fundamental que posee la misma carga eléctrica que el electrón, pero con una masa alrededor de 200 veces mayor. La vida media de esta partícula es aproximadamente 2,2 μs y se caracteriza por recorrer desde algunos metros hasta kilómetros a través de materia sólida antes de perder toda su energía o decaer a un electrón y dos neutrinos (Basu, 2001; Tavernier, 2010). Los muones son producidos naturalmente por la interacción de rayos cósmicos y nuestra atmósfera (Figura 1.1). El flujo de muones sobre la superficie del planeta se puede considerar constante, con una energía promedio de 4 GeV y una tasa promedio del orden de $1 \text{ cm}^{-2} \text{ min}^{-1}$ a nivel del mar (Olmos Yáñez & Aguilar-Arevalo, 2021; Tavernier, 2010). Estas características han permitido el uso de muones en el estudio no destructivo en las distintas áreas mencionadas, demostrando su aplicación en técnicas de diagnóstico mínimamente invasivas (Dam et al., 2021).

1.2. Estructura de un detector de partículas

Como se mencionó anteriormente, existen variadas aplicaciones que utilizan detectores de partículas. Sin embargo, todos los instrumentos utilizados en ellas poseen estructuras similares, relacionadas a los elementos que detectan las partículas de interés, y cómo extraen la información para su registro y lectura. La arquitectura más simple de estos detectores consiste en un dispositivo que, mediante la interacción electromagnética de un medio activo con la partícula, produce carga eléctrica libre. La cantidad de carga eléctrica producida está relacionada con las propiedades de la partícula, y la colección de dicha carga permite formar una señal. Es así como esta arquitectura puede ser representada por dos bloques, uno que se encarga de la detección o la producción de carga eléctrica, y otra que toma la señal eléctrica y la acondiciona (Figura 1.2a). Esta forma de detección se conoce como de conversión directa y se encuentra en detectores como las cámaras de ionización (*ionization chambers*) y los detectores semiconductores (Tavernier, 2010). Por otro lado, se pueden encontrar detectores que utilizan estrategias de mayor complejidad para obtener información acerca de las partículas. Éstos utilizan un medio activo que produce una señal relacionada con la partícula en un dominio energético distinto al eléctrico, comúnmente luz, por lo que necesitan una etapa intermedia que se encargue de coleccionar dicha luz y transformar esta señal en una señal eléctrica para su posterior acondicionamiento. Debido a lo anterior, estos detectores son considerados de conversión indirecta (Figura 1.2b).

Los medios que se utilizan en la etapa de detección se pueden clasificar en tres grandes grupos: gaseosos, semiconductores y centelladores. A continuación, se describirán cada uno de ellos ahondando en los centelladores, que son los que se utilizarán en este trabajo.

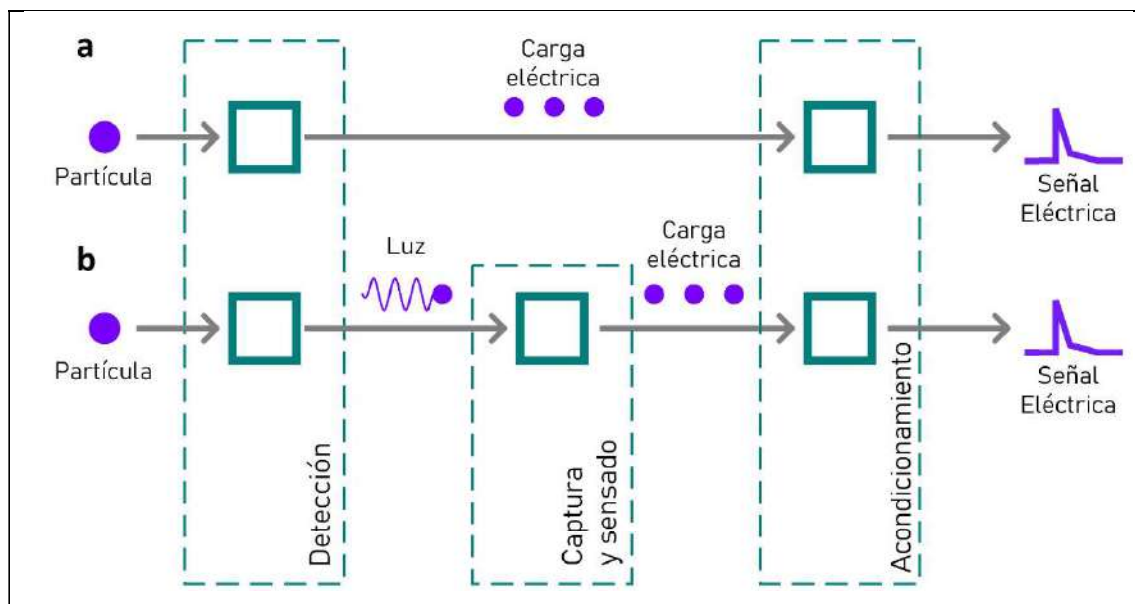


Fig. 1.2 Formas de detección de partículas. a – Conversión directa. Una etapa se encarga de producir carga eléctrica al interactuar con la partícula mientras la otra acondiciona la señal. b – Conversión indirecta. Agrega una etapa intermedia que toma la señal producida por la detección y la convierte en carga eléctrica.

1.2.1. Detección

Detectores Gaseosos. Como ya fue mencionado, las partículas cargadas pueden ser detectadas mediante su interacción electromagnética con un medio. Cuando una partícula cargada atraviesa un medio gaseoso, la interacción coulombiana entre dicha partícula y los átomos del gas pueden causar la excitación de las moléculas que lo componen, produciendo un electrón libre y un ion positivo (ionización) (Tavernier, 2010). La energía de ionización necesaria para que se logre este fenómeno, en la mayoría de los gases, se encuentra entre 10 y 20 eV. Por ejemplo, el gas de hidrógeno posee una energía de ionización de 15,6 eV. La energía promedio necesaria para producir un par electrón-ion es típicamente dos veces más grande. Si el electrón producido posee suficiente energía, éste puede producir la ionización de otras moléculas del gas mediante transferencia de energía por colisiones. Cada uno de estos electrones primarios pueden, típicamente, producir hasta tres pares electrón-ion (Tavernier, 2010).

En presencia de un campo eléctrico, los electrones e iones creados son acelerados en direcciones opuestas. Este proceso es interrumpido por colisiones con las moléculas de gas, en donde tanto electrones como iones pueden cambiar su dirección de movimiento completamente. Los fenómenos de aceleración y colisión producen que a escala macroscópica los electrones e iones viajen a velocidad constante en dirección del campo eléctrico (*drift velocity*). Si se aumenta la magnitud de campo eléctrico, en algún momento las cargas móviles del gas pueden adquirir energía suficiente para ionizar otros átomos, de tal modo que el número de cargas aumentará. Este proceso de amplificación es la característica básica de funcionamiento de las cámaras de ionización. En este caso el campo eléctrico es producido por dos electrodos alimentados con cientos de volts para lograr la amplificación de carga. Como resultado, se crea una corriente que puede ser medida y que entrega información de la partícula. Las corrientes resultantes son, en general, extremadamente pequeñas, del orden del $10^{-6} - 10^{-16}$ A (Bozydar Knyziak & Rzodkiewicz, 2016).

Semiconductores. Un semiconductor es un sólido con una banda de valencia llena, una banda de conducción vacía y una pequeña diferencia de energía entre las dos bandas (Basu, 2001). Estos detectores funcionan en base a la detección mediante señales producidas por pares electrón-hueco creados por la interacción de la partícula con el material semiconductor. En general, estos detectores utilizan uniones p-n debido a sus propiedades favorables (Knoll, 2010). En estas uniones, la región dopada tipo p está en contacto con otra región dopada tipo n. Ambas regiones son eléctricamente neutras; sin embargo, la primera tiene muchos huecos libres en la banda de valencia mientras en la segunda existen muchos electrones libres en la banda de conducción. Debido a agitación térmica, las cargas pueden difundir desde una región adyacente de un tipo al otro, creando un exceso de carga negativa en la región-p y un exceso de carga positiva en la región-n (Tavernier, 2010). En una unión p-n se establece una zona libre de portadores de carga. Aplicando un voltaje, esta zona de agotamiento puede extenderse a toda la unión, lo que da lugar a una capa altamente aislante. Una partícula ionizante produce portadores de carga libres en la unión, que se aceleran por el campo eléctrico y, por tanto, inducen una

señal eléctrica en los electrodos metálicos (Riegler, 2014). La ventaja de estos detectores radica en que la cantidad de energía necesaria para producir un par de portadores de carga libre es alrededor de 10 veces menor que en el caso de los detectores gaseosos. Además, se diferencian de los detectores gaseosos por poseer una densidad típicamente 1000 veces mayor, lo que permite producir señales de carga primaria de mayor magnitud. Sin embargo, en estos detectores es mucho más difícil lograr multiplicación de carga (Tavernier, 2010). Por otro lado, los detectores semiconductores son caros debido a que es necesario utilizar materiales extremadamente puros para su fabricación y sólo es posible fabricarlos en tamaños pequeños. Aunque los materiales más utilizados son los típicos que se pueden encontrar en la industria de semiconductores, correspondientes a silicio y germanio, actualmente también es posible encontrar semiconductores formados por cristales que combinan elementos, como lo son el telurio de cadmio y el telurio de cadmio-zinc (Tavernier, 2010).

Los detectores de silicio son comúnmente utilizados para localizar trayectorias de partículas cargadas, específicamente para rastrear partículas mínimamente ionizantes. Para estos casos, alrededor de 30000 pares electrón-hueco son producidos por una porción de silicio de solamente 300 μm de espesor al aplicarle un voltaje externo del orden de cientos de volts (Tavernier, 2010). La magnitud de esta señal es suficiente para ser detectada por electrónica moderna de bajo ruido. Para lograr la localización de las partículas, el electrodo de un lado del silicio es subdividido en cintas (*strips*) separadas, típicamente, una distancia de 200 μm , cada una de éstas conectada a un amplificador. Un detector de 300 μm de espesor necesita de unos pocos cientos de volts para quedar totalmente empobrecido (*depleted*). Si todos los canales son equipados con electrónica que lea la amplitud de las señales de todas las cintas, es posible lograr una resolución en la posición de unas pocas decenas de micrómetros. Las cargas son colectadas en alrededor de 10 ns, haciendo que estos dispositivos sean ideales para aplicaciones de alta velocidad (Tavernier, 2010).

Centelladores. Cuando la radiación ionizante interactúa con la materia sólida, ésta puede excitar o ionizar un gran número de moléculas. Cuando estas moléculas retornan a su estado de reposo (*ground state*) en algunos materiales pueden producir la emisión de fotones en el rango visible o cercano al visible. Este fenómeno es llamado radioluminiscencia, pero es más comúnmente conocido como centelleo. Aunque la observación de los procesos de centelleo fue una de las primeras técnicas usadas para la detección de radiación ionizante, actualmente sigue vigente, puesto que el uso de centelladores es uno de los principales métodos en la detección de partículas (Tavernier, 2010).

Varios materiales transparentes pueden producir pequeñas cantidades de luz centelleada cuando interactúan con partículas o fotones de alta energía, pero usualmente la señal luminosa es muy débil. En algunos de estos materiales, la conversión de la energía de excitación en luz es más eficiente, por lo que a estos materiales se les conoce como centelladores. Otro efecto similar corresponde a la fotoluminiscencia. En este caso, la emisión de luz es debida a la estimulación del material por luz de una menor longitud de onda (Tavernier, 2010). A diferencia de los detectores gaseosos y semiconductores, en los centelladores los electrones producidos por la interacción con las partículas energéticas producen fotones, por lo que no es necesario que los electrones viajen largos caminos; sin embargo, sí es importante que el material sea transparente a la señal luminosa producida para poder ser colectada y sensada.

Las principales características que debe tener un centellador para que sea útil como detector de partículas, corresponde a su transparencia, eficiencia en la producción de luz por evento, producción de pulsos de luz lo suficientemente cortos y con retardo reducido, que la cantidad de luz sea proporcional a la energía depositada por la partícula, y que el índice de refracción del material sea cercano a 1,5 para que la luz sea fácilmente extraíble del centellador. Por otro lado, también es importante que el material sea química y mecánicamente estable, además de que sea simple de producir y de bajo costo (Tavernier, 2010).

Los centelladores se pueden dividir según su composición en dos grandes grupos: orgánicos e inorgánicos. La física del mecanismo de centelleo, las propiedades y las aplicaciones de ambos tipos son muy diferentes. Por un lado, dentro de los centelladores orgánicos existen tres tipos: cristales orgánicos, líquidos orgánicos y centelladores plásticos. Los cristales orgánicos como el antraceno y el stilbeno son eficientes como centelladores, pero, comparados con los centelladores plásticos, son caros y difíciles de usar. Los centelladores orgánicos líquidos se pueden obtener disolviendo centelladores orgánicos en solventes apropiados. A menudo un compuesto extra es agregado para mejorar la transparencia del líquido a la longitud de onda de la luz centellada y obtener un mejor acople entre la sensibilidad espectral del centellador y el fotodetector (el que se encarga del sensado). Los centelladores líquidos poseen menor costo que otros centelladores y, por lo tanto, son utilizados en aplicaciones que requieren un detector de gran tamaño. Sin embargo, su mismo estado líquido genera complicaciones en la implementación, relacionados principalmente a su contención. La clase más ampliamente utilizada de centelladores orgánicos corresponde a los centelladores plásticos. Un centellador plástico está formado por un líquido polimerizable, que usualmente contiene anillos aromáticos. Ejemplos de estos líquidos centelladores son el estireno y el viniltolueno. El material base en el plástico centellea en el rango UV, pero, como el camino libre medio de estos fotones es solamente de unos pocos milímetros en dicho material, es necesario agregar un compuesto que absorba la luz UV centellada y la reemita en una longitud de onda mayor, aumentando así el camino libre medio de sus fotones. El compuesto que se agrega es conocido como *wavelength shifter* (WLS), y es el que, como se mencionó arriba, ayuda a la transparencia y a un acoplamiento óptico adecuado (Tavernier, 2010).

Los centelladores plásticos son ampliamente utilizados porque son de fácil producción y pueden ser fabricados con distintas formas, en particular, placas o fibras. La principal aplicación de los centelladores orgánicos es como detectores de partículas cargadas, esto debido a que el corto tiempo de decaimiento del centelleo permite una mejor resolución temporal (Spieler, 1998; Tavernier, 2010).

1.2.2. Captura y sensado

En los detectores que se basan en centelladores es importante recoger la mayor fracción de la luz posible producida por el paso de la partícula. En la práctica surgen dos efectos que hacen que la captura de la luz no sea perfecta: la absorción óptica dentro del centellador y las pérdidas en las superficies del centellador. A excepción de los centelladores de gran tamaño, la absorción no suele ser un mecanismo de pérdida significativo, por lo tanto, la uniformidad de la captura de luz, que afecta la resolución, depende normalmente de las condiciones existentes en la interfaz entre el centellador y su alrededor (Knoll, 2010).

Debido a que la luz producida por el centellador se emite en todas direcciones, sólo una fracción limitada puede viajar directamente a la superficie en la que se encuentra conectado el sensor. Una solución para aumentar el número de fotones capturados consiste acoplar el sensor a una cara limpia del centellador y cubrir las demás caras con material reflectante. Sin embargo, a menudo no es posible o recomendable acoplar el sensor directamente a una cara de un centellador, por ejemplo, cuando el tamaño o la forma del centellador no coincide con el área del material. En este caso, se puede rodear el centellador con una cámara con superficies interiores que produzcan una reflexión difusa (Knoll, 2010). Otra manera para obtener una mayor eficacia en la captura de luz consiste en utilizar un sólido transparente, conocido como tubo de luz (*light pipe*), que acopla físicamente el centellador al sensor, actuando como guía de luz (Knoll, 2010).

Por otro lado, la captura de luz a partir de centelladores de gran tamaño o que poseen geometrías complejas a veces puede facilitarse mediante el uso de elementos ópticos que emplean técnicas de reemisión de luz, es decir un WLS. Como se mencionó anteriormente, a muchos centelladores líquidos o plásticos se les incorpora un aditivo orgánico cuya función es absorber la luz primaria producida por el centelleo y reirradiar la energía a una longitud de onda mayor. En ese caso, el objetivo es hacer coincidir mejor el espectro de emisión con el pico de respuesta del sensor. Esta misma estrategia puede utilizarse para aumentar la captura de luz aprovechando el hecho de que la luz reirradiada es emitida

isotrópicamente, de modo que su dirección no guarda relación con la dirección de la luz absorbida. Si, además, se combina con el efecto de reflexión interna total en fibras ópticas, es posible coleccionar luz en distribuciones geométricas que no sería posible de otra manera (Knoll, 2010).

Debido a los fenómenos físicos involucrados en la conversión indirecta, además de implementar un sistema de colección adecuado, es necesario un sensor que permita transformar la baja cantidad de luz producida por el centellador (del orden de 16000 fotones emitidos por cm recorrido para partículas mínimamente ionizantes) a una cantidad de carga eléctrica suficiente (Tavernier, 2010). Los sensores más utilizados para este fin son de dos tipos: tubos fotomultiplicadores (PMTs) (Szczesniak et al., 2010) y fotomultiplicadores de silicio (SiPMs) (Tavernier, 2010). Las ventajas de los SiPMs respecto a la sensibilidad a los campos magnéticos, alto consumo, fragilidad y alto costo debido a la estructura mecánica complicada de los PMTs, han aumentado el uso de éstos en el desarrollo de instrumentos detectores de partículas (Szczesniak et al., 2010).

Los SiPMs están conformados por uniones p-n que permiten producir un mayor número de electrones al incidir un fotón, resultado de una multiplicación de carga en su interior (Figura 1.3). Para lograr esto, se aplica un campo eléctrico inverso lo suficientemente intenso para que las cargas móviles producidas por la interacción de la luz con el semiconductor obtengan una energía cinética que exceda la energía de *band gap* del material durante su viaje entre colisiones con la estructura cristalina. Esto produce que, luego de la colisión, un mayor número de cargas se aceleren nuevamente, proceso que es denominado avalancha (Ghassemi et al., 2022).

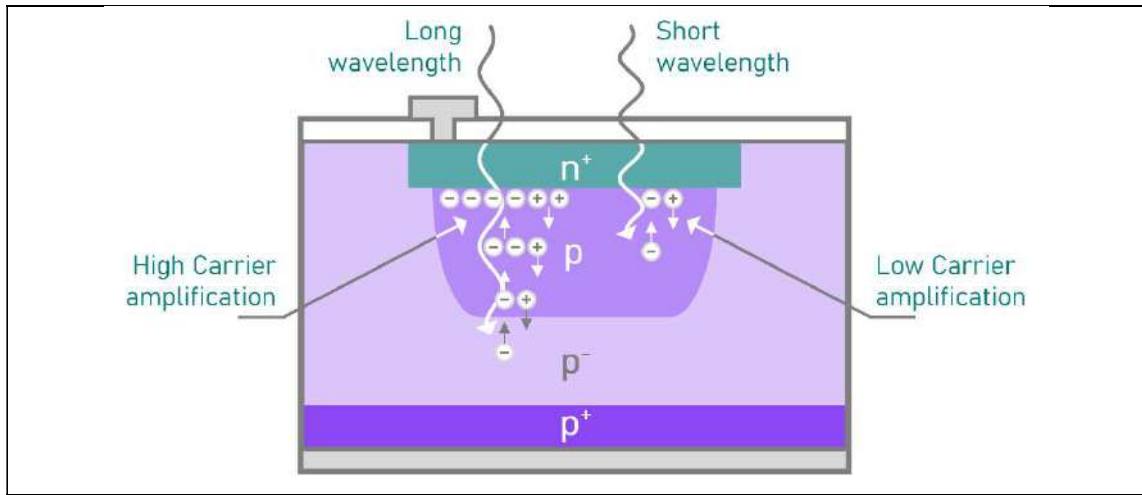


Fig. 1.3 Estructura y proceso de amplificación de un elemento del SiPM. Se puede observar los casos para longitudes de onda corta y larga.

En una operación típica, un SiPM está polarizado inversamente de forma externa con un V_{BIAS} que es unos pocos volts mayor que el voltaje de ruptura (V_{BR}) de las uniones. La sobretensión, $\Delta V \stackrel{\text{def}}{=} V_{\text{BIAS}} - V_{\text{BR}}$, es uno de los parámetros ajustables más importantes que afectan al rendimiento del detector, controlando sus características ópticas y eléctricas, como la ganancia, la eficiencia de detección de fotones (PDE) y los índices de *dark counts*, pulsos posteriores y diafonía (*crosstalk*) óptica (Slawomir, 2014).

En ausencia de luz e ignorando los *dark counts*, no hay corriente que fluya a través de cada unión; por lo tanto, el voltaje es igual a V_{BIAS} . En este caso se dice que el SiPM está en modo Geiger, un estado altamente inestable que, al ser afectado incluso por un solo fotón, lleva a la producción de una avalancha autosostenida. La ganancia es proporcional a la carga liberada en la avalancha, y sus valores típicos son de 10^5 a 10^6 veces. Una ganancia tan elevada es comparable a la de un PMT, lo que corrobora que este dispositivo puede ser un sustituto en aplicaciones que requieren la detección de luz muy débil (Slawomir, 2014). Las ventajas de este tipo de sensores se relacionan a su miniaturización debido a los actuales procesos de fabricación y su alta tasa de conversión de fotón a carga (eficiencia cuántica) en un amplio rango de longitudes de onda (UV-VIS-NIR) (Ghassemi et al., 2022). Además, posee inmunidad a los campos magnéticos y un menor voltaje de

polarización. Las desventajas del detector son que su rendimiento es sensible a las fluctuaciones de la temperatura ambiente y a el voltaje de polarización, la presencia de altas tasas de ruido térmico (~ 1 MHz) y ruido correlacionado, y que se ven dañados por radiación (Slawomir, 2014).

Considerando las características de los PMTs y SiPMs, además de la proyección en su mejora y aplicación en detectores de partículas, en esta investigación se utilizarán los SiPMs como sensores para el estudio y desarrollo de los distintos elementos que se presentarán más adelante.

1.2.3. Acondicionamiento

Una vez convertida la información a una señal eléctrica, es necesario acondicionarla considerando las escalas de tiempo y su magnitud. En general, este proceso debe contemplar la optimización de la mínima señal detectable y tasa de eventos, determinar el momento de la interacción, y entregar toda la información digitalizada. Para esto, la electrónica de lectura posee tres etapas, correspondientes a un preamplificador, un *pulse-shaper*, y un conversor análogo-digital (ADC). Debido a que las señales producidas por un SiPM corresponden a una baja cantidad de carga eléctrica, del orden de decenas de aC a unidades de fC (Spieler, 2005), es necesaria una primera etapa que permita aumentar dicha magnitud sin introducir demasiado ruido. En este tipo de sistemas el ruido está relacionado con la capacitancia tanto del sensor como de la entrada del preamplificador, por lo que el valor de estas capacitancias es un parámetro crítico en el diseño de estos instrumentos (Spieler, 2005). La segunda etapa tiene la función de mejorar la razón señal-a-ruido (*signal-to-noise ratio*). En general, el espectro de frecuencia de la señal y del ruido difieren, por lo que es posible mejorar dicha razón aplicando un filtro que modifique la respuesta en frecuencia a favor de la señal. Sin embargo, el cambio en la respuesta en frecuencia también cambia la respuesta temporal y la forma del pulso, parámetros a considerar si se requiere un flanco definido y poder diferenciar pulsos repetitivos. En general, el *pulse-shaper* consiste en un circuito integrador de corriente, un filtro pasa-alto y un filtro pasa-bajo en cascada (Figura 1.4), de tal manera que, según los parámetros de

estos circuitos, se puede seleccionar el espectro para reducir el ruido. La etapa final se encarga de digitalizar la señal para su posterior análisis y registro. Para esto, los ADCs convierten la amplitud de una señal que varía continuamente, en pasos discretos, por lo que su resolución cumple un papel importante para extraer información de energía y tiempo de las partículas. Normalmente, una mejor resolución se compensa con consumo y velocidad de lectura, siendo esta última un parámetro importante para la detección de posición. Por otra parte, la electrónica implementada puede impactar en otras características del instrumento, como son su resistencia a la radiación, bajo consumo (relacionado con portabilidad y tamaño), robustez, diseño opto-mecánico, y costo.

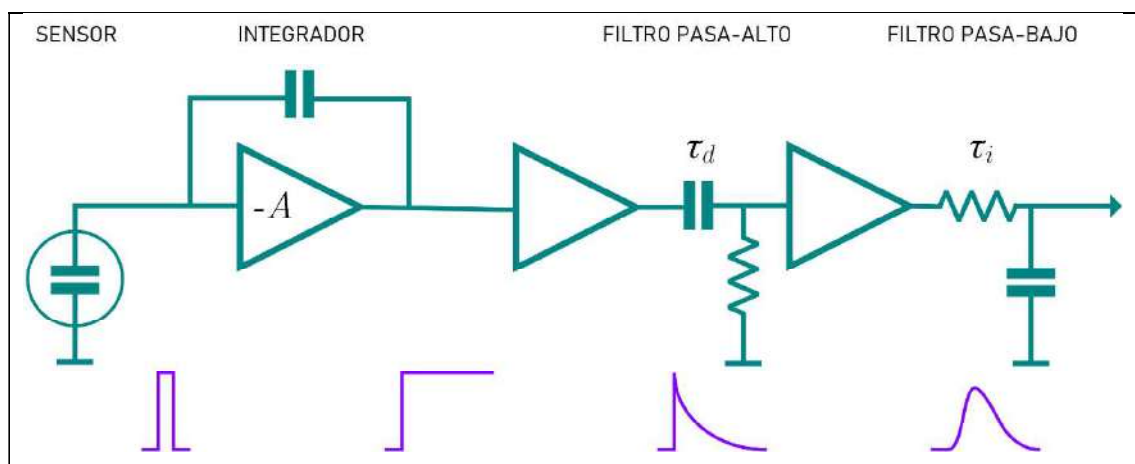


Fig. 1.4 Componentes de un pulse-shaper con una entrada de preamplificación (integrador). Se presentan las formas de la señal producida por el sensor y a la salida de cada etapa.

Otro elemento importante que se debe considerar para determinar el tiempo de llegada de los pulsos corresponde a una etapa posterior al *pulse-shaper* conocida como discriminador. Estos dispositivos poseen dos importantes aplicaciones: recuento de pulsos estrechos a velocidades de conteo muy altas, y etiquetado preciso del tiempo de llegada de esos pulsos. Los discriminadores están diseñados para lograr la mejor resolución temporal y las tasas de recuento más elevadas operando para señales impulsivas (gran *rise-time*) del detector (Ortec, n.d.).

Como se mencionó arriba, la determinación del tiempo de llegada de los eventos detectados con precisión y coherencia es la función principal de un discriminador. Conseguir la resolución temporal óptima es importante tanto para aplicaciones espectroscópicas, como para determinar coincidencias o diferencias de tiempo entre dos eventos determinados. El discriminador más simple corresponde a un discriminador tipo *leading-edge*. Éste incorpora un simple comparador de voltaje con su umbral ajustado al voltaje deseado. Cuando el flanco de subida del pulso de entrada cruza este umbral, el comparador genera un pulso lógico que marca, mediante su transición inicial, el tiempo de llegada del pulso de entrada. Los tres factores principales que limitan la resolución espacial de estos discriminadores corresponden al *jitter*, al *walk* y al *drift*.

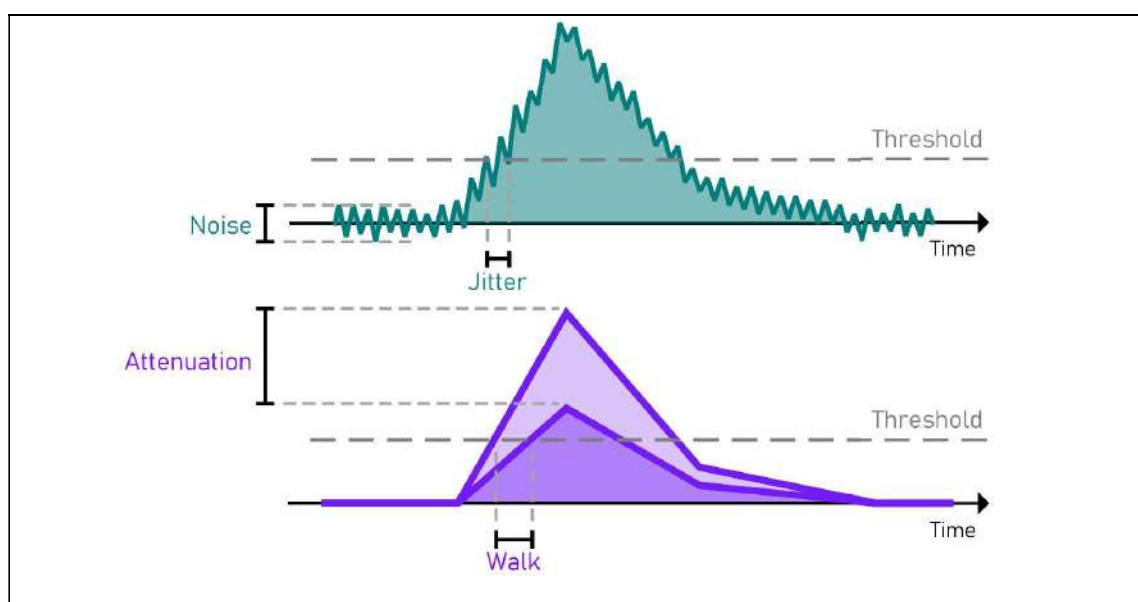


Fig. 1.5 Esquema que representa los fenómenos de jitter y walk. Arriba se puede ver que debido a las fluctuaciones de la señal por el ruido existe una incertidumbre en la determinación del tiempo de llegada de la señal. Abajo se observa que al reducir la amplitud de la señal, el tiempo de llegada se retrasa.

Puesto que en el caso de los detectores de partículas el ruido electrónico no es despreciable, las fluctuaciones en la amplitud de la señal de entrada provocan una incertidumbre en el momento en que el pulso atraviesa el umbral del discriminador. Esta incertidumbre en el tiempo debida al ruido es conocida como *jitter* y sólo se puede

disminuir reduciendo el ruido de la señal mediante una etapa *pulse shaper* adecuada. El *walk* es la dependencia sistemática del tiempo de llegada respecto a la amplitud del pulso de entrada. Un pulso de mayor amplitud cruza el umbral del discriminador antes que un pulso igual, pero de menor amplitud, ocasionando que los pulsos más pequeños produzcan una salida del discriminador tardía con respecto a los primeros. Finalmente, el *drift* es el error a largo plazo introducido por el envejecimiento de los componentes y por las variaciones de temperatura en los circuitos. Sólo contribuye significativamente al error temporal cuando la temperatura varía notablemente durante largos periodos de medición. Representaciones gráficas del *jitter* y el *walk* se pueden ver en la Figura 1.5 (Ortec, n.d.).

1.3. Arquitecturas

Como se mencionó anteriormente, existen instrumentos que utilizan conversión indirecta como principio de detección. En particular, los detectores que implementan dicho principio con centelladores plásticos se pueden dividir en dos grandes arquitecturas: detectores segmentados y detectores por tiempo de vuelo (ToF) (Spieler, 1998). Ambas arquitecturas presentan diferentes características frente a la detección, la implementación y aplicación, que se relacionan con la forma de detección, la disposición espacial del instrumento y los parámetros que la definen. A continuación, se presentarán dichas características finalizando con una comparación de los valores característicos de interés para esta investigación.

1.3.1. Detectores Segmentados

Estos instrumentos utilizan arreglo de barras o bloques (segmentos) para detectar la posición y trayectoria de las partículas ionizantes. Los detectores segmentados dividen el área sensible en varios segmentos coordinados (Allegrini et al., 2021; Anghel et al., 2015; Binns et al., 1983; España et al., 2014; Hu et al., 2020; Liang et al., 2020; Lo Presti et al., 2013; Mineev et al., 2019; Rostomyan et al., 2021; Vásquez-Ramírez et al., 2020; Yu et al., 2017). En este caso, cada uno de los segmentos corresponde a un canal de lectura, esto es, cada bloque centellador posee un sensor acoplado que detecta la luz centellada por el

paso de la partícula ionizante. La resolución espacial de estos detectores está relacionada con la porción del área sensible que cubren. Es así como, para una mejor resolución, es necesario utilizar barras o bloques más pequeños, lo que implica que para un área sensible dada se necesiten también un mayor número de sensores y canales de lectura. Los instrumentos segmentados son mucho más comunes debido a su simpleza en la extracción de información, puesto que cada elemento de resolución está relacionado con la activación de un único sensor, bastando con sólo registrar la señal proveniente de cada sensor para determinar la posición. Aunque la implementación más frecuente consiste en barras idénticas de sección transversal cuadrada acopladas a sensores en cada extremo, también existen instrumentos que utilizan secciones de otras geometrías (triangulares, por ejemplo (Hu et al., 2020)), que pueden presentar una mejor resolución espacial, mientras que otros utilizan fibras WLS para acoplar ópticamente las barras con los detectores, aumentando la flexibilidad en el diseño mecánico del instrumento (Atoyan et al., 1992). La principal desventaja de esta arquitectura se relaciona con el número de canales de detección, puesto que la resolución está relacionada con el número de barras por unidad de área, llegando a utilizar cientos de canales, lo que atenta con consideraciones como bajo consumo en potencia, robustez, implementación de técnicas de resistencia a la radiación y costo. En la literatura es posible encontrar instrumentos segmentados que poseen resoluciones entre 1 y 10 mm, aproximadamente, utilizando del orden de 10 a 1000 canales de lectura.

1.3.2. Detectores por Tiempo de Vuelo

Los detectores ToF interpolan la posición a partir del efecto del medio en el recorrido de las señales dentro de ellos, de modo que el parámetro de medición (magnitud de la señal o tiempo de llegada) se relaciona con la posición (Anton et al., 1991; Betancourt et al., 2017; Ikhlef & Skowronek, 1993; Taheri et al., 2015; Takada et al., 1995). Los instrumentos basados en ToF pueden encontrarse en diseños simples, puesto que basta con utilizar un único elemento centellador, y presentan una alta flexibilidad, al utilizar fibras centelladoras que forman regiones de detección activa de diversas formas y concentran los pocos sensores que utilizan en un único sector. El bajo número de sensores reduce la cantidad de canales de lectura, lo que disminuye costos asociados y permite implementar,

con mayor especificidad, estrategias de reducción de ruido y robustez en la detección. Como desventajas, estas implementaciones poseen una peor resolución espacial, debido a la degradación de los pulsos de luz a lo largo del camino óptico (menor intensidad y mayor ancho), y la necesidad de electrónica de lectura de mayor complejidad que logre discriminar correctamente el tiempo de ocurrencia, además de precisar los distintos retardos, ya sea ópticos o eléctricos, que pudieran llevar a un posicionamiento erróneo de las partículas.

1.4. Hipótesis y Objetivos

En base a la revisión de distintos instrumentos detectores de partículas encontrados en la literatura y el estudio de su desempeño en función de la longitud sensible específica (SSL), elementos que se profundizarán en el siguiente capítulo, se propone que las características complementarias de las arquitecturas segmentada y ToF, respecto a los parámetros de un detector de partículas considerados críticos, permiten desarrollar una lógica que subsane las limitaciones de ambas arquitecturas y se plantea la siguiente hipótesis:

Una implementación que combine las características geométricas y de distribución de una arquitectura segmentada, y la lógica de lectura de una arquitectura basada en tiempo de vuelo, presentará una resolución espacial un orden de magnitud menor que estas últimas, manteniendo una longitud sensible específica del orden de la decena.

A partir de la hipótesis planteada se extrae el objetivo general en el contexto de esta investigación, que corresponde al desarrollo un instrumento detector sensible a la posición basado en tiempo de vuelo utilizando distribuciones de elementos centelladores y retardos discretos eléctricos, que presente una resolución espacial del orden de los milímetros. En consecuencia, se establecen los siguientes objetivos específicos:

1. Estudiar el comportamiento y alcances de una implementación híbrida (segmentada–tiempo de vuelo) a través de teoría y pruebas de laboratorio.

2. Diseñar un prototipo funcional considerando los parámetros encontrados a través de pruebas de laboratorio que definen los criterios de trabajo.
3. Implementar circuitos electrónicos basados en tiempo (*time-mode circuits*) para el registro y acondicionamiento de las señales de interés.
4. Validar el comportamiento del instrumento diseñado en base a resultados obtenidos a través de pruebas de funcionamiento.
5. Evaluar el desempeño del instrumento implementado en contraste con los instrumentos de la literatura y los requerimientos impuestos.

1.5. Metodología

Esta investigación se desarrollará en tres grandes etapas: diseño, implementación y caracterización. En la primera etapa se definirán los requerimientos y parámetros de diseño del instrumento a partir de pruebas de laboratorio y modelamiento matemático del comportamiento y las señales producidas en cada etapa del instrumento, considerando distintas opciones de implementación, buscando arquitecturas segmentadas y ToF compatibles que aprovechen sus ventajas cuantificadas mediante su resolución espacial y número de canales de lectura. Se propone considerar la dependencia de la resolución espacial en la geometría de los segmentos y sistemas de reducción de canales. A partir de los criterios de tiempo y magnitud de las señales de la propuesta de diseño, se evaluará el uso de electrónica discreta y el desarrollo de un chip para el acondicionamiento de señales, principalmente basado en electrónica analógica, enfocando el proceso en la optimización de la razón señal-a-ruido y resolución temporal, considerando las necesidades particulares para la aplicación del instrumento.

Se desarrollarán tres fases para la etapa de implementación. La primera consiste en la construcción del sistema de colección y detección que permitirá estudiar el proceso de posicionamiento, para esto se construirá una prueba de concepto que utilice un bajo número de sensores, acondicionando adecuadamente las señales. La segunda fase corresponde a poner a prueba diferentes configuraciones de arreglos. Se implementarán

las distintas opciones seleccionando la arquitectura que logre los valores de resolución espacial y longitud sensible específica requerida. Las dos primeras etapas utilizarán un montaje basado en centelladores estimulados mediante fuentes UV controladas, fotomultiplicadores de silicio como sensores, y módulos discriminadores con amplificación, enfocando el estudio en las señales producidas y diseño del concepto propuesto. La última fase consiste en la construcción del instrumento final para su uso en detección de partículas, para esto se requerirá colaboración con equipos orientados a experimentos específicos de física de partículas.

La etapa de caracterización considerará la evaluación de los resultados a lo largo tanto de cada fase de implementación como del instrumento final. Esto permitirá obtener resultados que contrasten el desempeño del instrumento con los requerimientos impuestos y con el desempeño de los instrumentos de la literatura, comprobando la hipótesis planteada.

2. LONGITUD SENSIBLE ESPECÍFICA

Como se mencionó anteriormente, existen dos arquitecturas de detectores que poseen mayor presencia en la implementación de detectores de partículas, no obstante, es posible encontrar dichas arquitecturas en diversas escalas y con particularidades para cada instrumento. A continuación, se presentará una revisión de distintos instrumentos encontrados en la literatura y sus principales características. Además, se introducirá una cifra de desempeño que ayudará a comparar y evaluar dichas implementaciones.

2.1. Instrumentos de la literatura

La estructura más básica para instrumentos segmentados divide el área sensible en celdas iguales independientes, cada una de ellas asociada a un sensor. Un ejemplo de esto corresponde a concepto propuesto en Binns et al. (1983) en donde a un “manejo” (bundle) de 2700 fibras ópticas individuales es conectada a una cámara CCD, creando celdas con un área de $200 \times 200 \text{ } \mu\text{m}^2$. Otra versión más moderna de esta configuración se puede ver en España et al. (2014) en donde se utilizan cuatro centelladores de $32 \times 32 \text{ mm}^2$ colocados en disposición cuadrada con una distancia de 34,5 mm entre centelladores opuestos, cada uno de ellos formado por un fino cristal monolítico LYSO de $32 \times 32 \times 2 \text{ mm}^3$ acoplado ópticamente con silicona óptica. Incluso es posible encontrar prototipos que usan arreglos de bloques tridimensional como el presentado en Mineev et al. (2019), donde 125 bloques centelladores de $1 \times 1 \times 1 \text{ cm}^3$ son ensamblados en un arreglo cúbico de $5 \times 5 \times 5$ elementos atravesados por fibras WLS de 1 mm de diámetro conectadas en uno de sus extremos a sensores SiPM para la lectura de la posición.

Otra configuración común que se encuentra para la detección mediante una arquitectura segmentada consiste en dos o más arreglos de barras que se posicionan de manera perpendicular, creando elementos de resolución cuadrados que relacionan su posición con la activación de dos barras. En Vásquez-Ramírez et al. (2020) se utilizan dos paneles que consisten en una matriz de 30 barras centelladoras verticales y 30 horizontales

con dimensiones de $4 \times 1 \times 120 \text{ cm}^3$ acoplada cada una a un sensor SiPM, proporcionando 900 elementos de resolución de $4 \times 4 \text{ cm}^2$ y una superficie total de detección 14400 cm^2 . Similar a este detector es el que se puede encontrar en Allegrini et al. (2021), el cual está constituido por dos planos perpendiculares de fibras centelladoras, en donde cada plano contiene 128 fibras conectadas en ambos extremos a ocho PMTs dividido en 64 pixeles, lo que provee un área sensible de $128 \times 128 \text{ mm}^2$ y 512 canales de lectura. También es posible encontrar arreglos donde el ancho de las barras cambia según la posición. Es así como en Rostomyan et al. (2021) se utilizan múltiples planos formados por seis barras centelladoras centrales de 4 mm flanqueadas en cada lado por barras centelladoras de 8 mm de ancho, presentando un área sensible total de $104 \times 100 \text{ mm}^2$ y donde cada barra se acopla a un SiPM en cada uno de sus extremos. Por otro lado, hay detectores que, para reducir las áreas muertas, introducen un solapamiento entre barras paralelas, así es como en Yu et al. (2017) se utilizan dos planos perpendiculares con 41 barras centelladoras de $884 \times 28 \times 10 \text{ mm}^3$, acopladas a PMTs en sus extremos, con un solapamiento de 8 mm entre barras adyacentes y con un área sensible de $825 \times 825 \text{ mm}^2$.

Otro parámetro que se ha estudiado en este tipo de instrumento corresponde a la sección transversal de las barras y la influencia de su forma en la resolución espacial del detector. Un estudio comparativo mediante simulaciones entre centelladores monolíticos, barras de perfil cuadrado y barras de perfil triangular fue realizado en Hu et al. (2020). En este trabajo cada módulo detector estaba compuesto por múltiples barras centelladoras de altura 10 mm y base 20 mm, cada una de ellas acoplada a una fibra WLS en su interior. La superficie total del área sensible fue de $500 \times 500 \text{ mm}^2$ y los resultados mostraron una mejora de la resolución espacial de 2,9 mm (barras de perfil cuadrado) a 1,7 mm. Este diseño fue utilizado por el instrumento implementado en Liang et al. (2020), en donde se realizaron pruebas experimentales de las tres geometrías anteriores con un área sensible de $150 \times 150 \text{ mm}^2$ y donde 30 fibras WLS (15 horizontales y 15 verticales) fueron conectadas en ambos extremos a SiPMs. Las resoluciones espaciales obtenidas en este trabajo correspondieron a 6,4 mm para los detectores monolíticos, 3,3 mm para los detectores de barras cuadradas, y 1,7 mm para los de barras triangulares. Una

implementación de mayor tamaño es la presentada en Anghel et al. (2015), donde el detector está formado por dos pares de arreglos perpendiculares, donde cada una de las capas consistía en 121 barras centelladoras triangulares, de altura 1,70 mm y base 3,23 mm, conectadas a través de fibras WLS a sensores PMT. El área sensible de este instrumento fue de $2 \times 2 \text{ m}^2$ y presentó una resolución espacial de 2,5 mm.

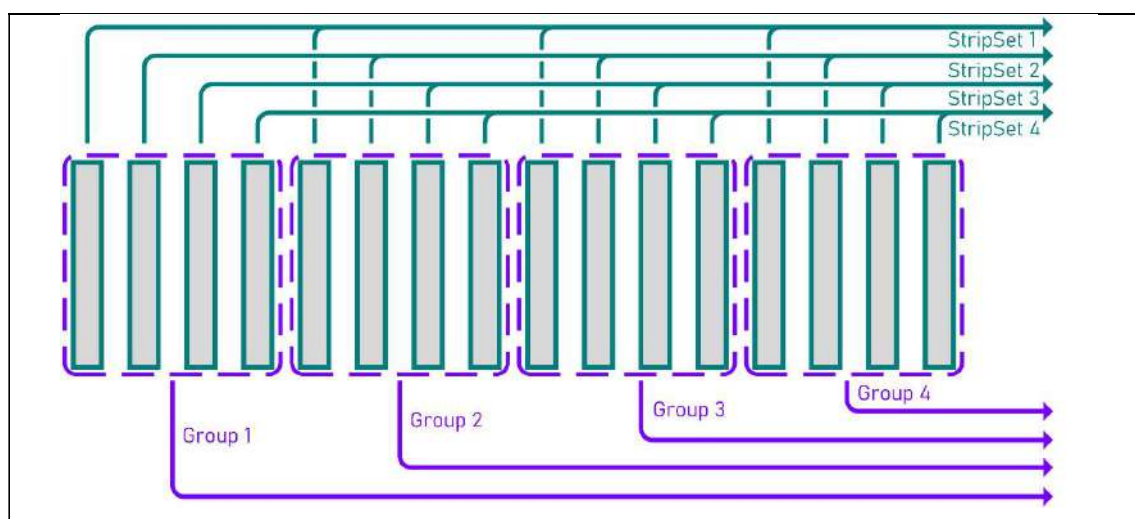


Fig. 2.1 Esquema de la lógica de reducción de canales propuesta en Lo Presti et al. (2013). En gris se encuentran 16 elementos distribuidos en cuatro grupos, mientras los elementos dentro de cada grupo se relacionan según su posición (sets). Así se puede conocer qué segmento se activó conociendo a qué grupo y set pertenece, reduciendo el número de canales de 16 a 8 (para el caso unidimensional).

Una última implementación de instrumentos segmentados no innova en la geometría de las barras y su distribución, sino en la lógica de los canales de lectura del detector. En Lo Presti et al. (2013) se puede encontrar un sistema de reducción de canales. Éste consiste en un arreglo de barras centelladoras agrupadas en grupos y “sets”, y cada una de ellas es leída en ambos extremos, pero la señal de cada extremo se interpreta de manera distinta. Uno de los extremos indica cuál de los grupos fue activado, mientras el otro indica el número del elemento dentro del grupo que se activó. Un ejemplo gráfico del funcionamiento se puede observar en la Figura 2.1. La ventaja de esta implementación es que el número de canales de lectura se puede reducir a $4\sqrt{N}$, donde N es el número de segmentos de uno de los ejes.

Respecto a los detectores basados en ToF que triangulan la posición de la partícula, la estructura básica unidimensional para lograr dicha detección consiste en una barra centelladora a la cual se acoplan detectores en ambos extremos. En Betancourt et al. (2017) se utiliza esta implementación, en donde hay dos barras centelladoras de dimensión $150 \times 6 \times 1 \text{ cm}^3$ y $120 \times 11 \times 2,5 \text{ cm}^3$, la primera conectada a un arreglo de 1×8 SiPMs en ambos extremos y la segunda conectada en un único extremo a un arreglo de 2×4 SiPMs. Además, se utilizó un bloque centellador de dimensión $2 \times 2 \times 2 \text{ cm}^3$ como *trigger* temporal. Estas implementaciones presentaron resoluciones espaciales de 12,4 y 15,7 mm, respectivamente. Otro ejemplo que utiliza esta distribución básica es la presentada en Takada et al. (1995). En este caso se utilizó una fibra centelladora que se conectó en ambos extremos a PMTs. El detector presentaba una longitud sensible de 2,5 m y una resolución espacial de alrededor de 160 mm.

Otra técnica para la detección por ToF consiste en disponer sensores en distintos puntos de un centellador monolítico para triangular la posición según el tiempo que toma en activarse cada uno de ellos. Una estructura de este tipo es la que se presentó en Anton et al. (1991), donde un bloque centellador de dimensiones $40 \times 25 \times 8 \text{ cm}^3$ es conectado a 12 sensores PMTs mediante una guía de luz de PMMA de dimensiones $40 \times 25 \times 5 \text{ cm}^3$. Los sensores fueron montados en un arreglo de 4×3 separados por una distancia de 11 cm. Para este caso, el área sensible está dada por el bloque centellador, es decir, $40 \times 25 \text{ cm}^2$, y se obtuvo una resolución espacial de alrededor de 8,49 mm, valor que era dependiente de la energía de las partículas incidentes.

Una forma de triangular posición que puede calificar como basada en ToF consiste en utilizar la diferencia de energía en las señales detectadas por cada sensor tomando en cuenta la atenuación en el camino de la luz producida por el centelleo. En Taheri et al. (2015) se puede observar una implementación que utiliza un único PMT conectado a una varilla centelladora de 5,08 cm de diámetro. En este caso, la longitud sensible está dada por el largo de la varilla, correspondiente a 50 cm, y se obtuvo una resolución espacial de alrededor de 30 mm. Otro ejemplo en la utilización de este tiempo de implementación se

puede encontrar en Ikhlef & Skowronek (1993), en donde una fibra centelladora plástica de 30 cm de largo es posicionada en forma de anillo con sus dos extremos conectados a una cámara. En este caso el instrumento utiliza sólo dos sensores y una longitud sensible dada por el largo de la fibra. La resolución espacial que presentó esta implementación fue de alrededor de 40 mm.

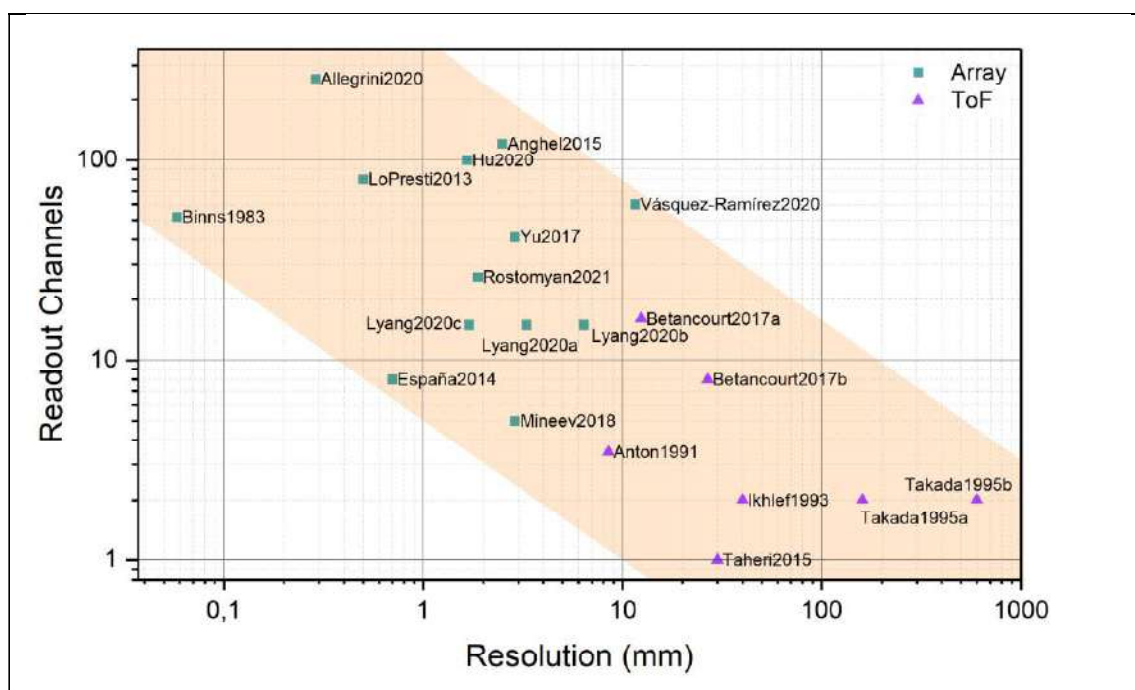


Fig. 2.2 Gráfico de las distintas implementaciones de detectores de partículas revisadas en la literatura en función de su resolución espacial y número de canales de lectura. Los cuadrados corresponden a instrumentos que presentan una arquitectura segmentada, mientras los triángulos, a una arquitectura ToF. En anaranjado se destaca el área que contiene todas las implementaciones (elaboración propia).

Tomando en cuenta las características geométricas y de lectura de los distintos instrumentos revisados, es posible compararlos mediante los parámetros críticos que los definen. Para esta investigación se identificó estos parámetros como la resolución espacial y el número de canales de lectura que utilizan los instrumentos. Es así como es posible realizar un gráfico en función de estos dos parámetros, el que se puede observar en la Figura 2.2. Se puede apreciar que se corrobora lo mencionado en el capítulo anterior, relacionado a una mejor resolución espacial por parte de los detectores segmentados frente

a los que utilizan ToF, pero que, a su vez, utilizan un mayor número de canales de lectura asociado al número de elementos de resolución. Una observación importante es que todos los instrumentos, tanto segmentados como ToF, están contenidos en una región (zona anaranjada) mostrando una relación entre el número de canales de lectura y la resolución espacial alcanzada. Este comportamiento, como se mencionó con anterioridad, está claramente identificado en detectores segmentados. Sin embargo, se observa que los detectores ToF también lo poseen y, más aún, mantienen la misma tendencia. Un análisis más acabado de los parámetros seleccionados como críticos se presentará a continuación, involucrando una nueva cifra de desempeño que considera otras características de los instrumentos.

2.2. Longitud Sensible Específica

Debido a que los distintos instrumentos difieren enormemente en el área sensible de detección, de unos centenares a millones de milímetros cuadrados, es conveniente definir una cifra de desempeño que considere las principales características de cada implementación de manera de comparar su desempeño de manera justa. Un primer parámetro corresponde a las dimensiones de la región sensible del instrumento, donde podemos analizar el caso unidimensional llamando a a la longitud sensible correspondiente. Este parámetro está relacionado directamente con el tamaño físico de los centelladores utilizados. Otro elemento para considerar es el número de canales N del instrumento. Estos incluyen la electrónica necesaria para acondicionar la señal producida por los sensores. Así, es posible asociar a cada canal un segmento de la longitud sensible, siendo la longitud de dicho segmento aN^{-1} . El significado de esta longitud característica corresponde a la porción del espacio asociado a cada canal, por lo que un valor elevado de aN^{-1} implica una cobertura más eficiente del área sensible (menos canales). Por otra parte, la resolución espacial Δr es el tamaño de las celdas en que se subdivide el espacio detectable, es decir, el tamaño de los elementos de resolución. Considerando esto, una forma de conocer qué tan buena resolución posee una implementación es conocer el

número de celdas en que se subdivide la longitud sensible o, incorporando la información acerca de la eficiencia espacial de los detectores, el número de celdas para cada longitud característica. Es así, que se define la longitud sensible específica (SSL) como

$$SSL \stackrel{\text{def}}{=} \frac{a}{\Delta r N} \quad (2.1)$$

Esta cifra entrega información de la eficiencia en el uso de canales de lectura y la eficacia en el posicionamiento de la partícula para cada instrumento. Por ejemplo, si un instrumento posee el doble de valor de su SSL respecto a otro, quiere decir que el primero abarca una región del doble de tamaño para el mismo tamaño de celdas, o que posee celdas de la mitad del tamaño para una misma longitud sensible. Para el caso particular de detectores segmentados donde la longitud sensible se subdivide en n segmentos de igual tamaño, la SSL se puede expresar por

$$SSL = \sqrt{12} \frac{n}{N} \quad (2.2)$$

2.3. Instrumentos y SSL

Una vez introducida la SSL, es posible clasificar los instrumentos revisados en secciones anteriores en función de esta cifra y su resolución espacial (Figura 2.3). Para efectos de encontrar estos valores se utilizaron los parámetros indicados explícitamente en la literatura, como también estimaciones correspondientes al asumir resolución ideal para instrumentos segmentados según el ancho de las barras, y una resolución promedio para los casos que utilizan dimensiones que varían con la posición.

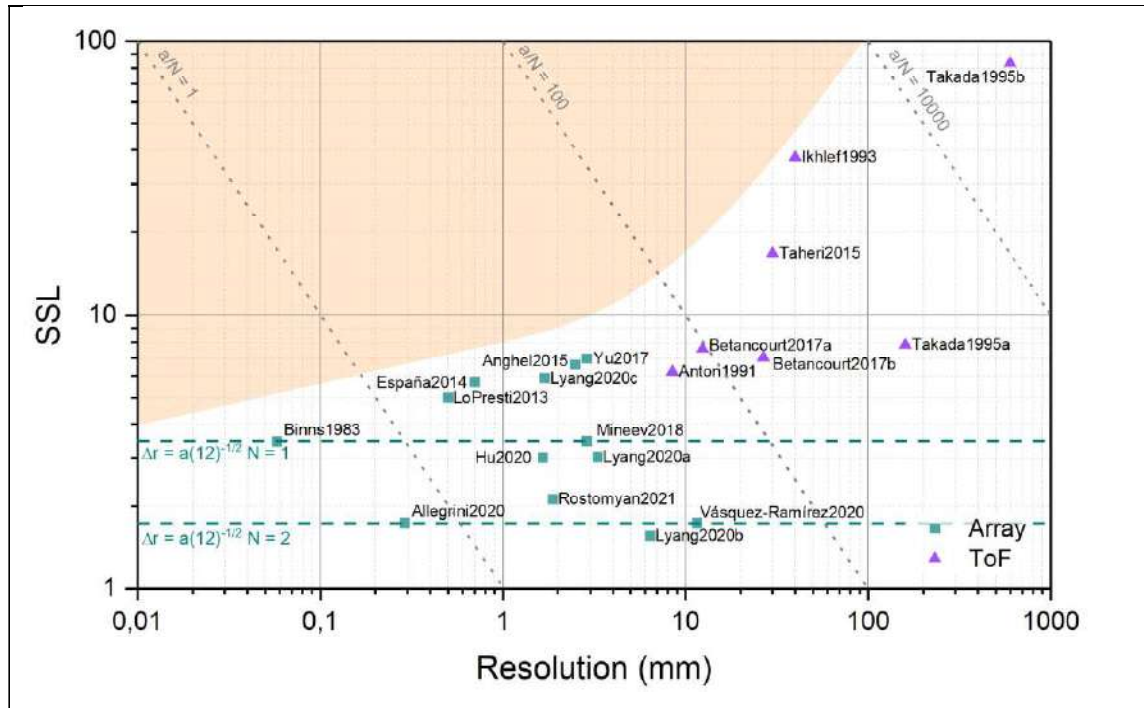


Fig. 2.3 *Desempeño de las distintas implementaciones de detectores de partículas revisados en la literatura en función de su resolución espacial y SSL. Los cuadrados corresponden a instrumentos que presentan una arquitectura segmentada, mientras los triángulos, a una arquitectura ToF. Líneas segmentadas horizontales representan instrumentos ideales segmentados que dividen la longitud sensible en un único elemento de resolución utilizando uno (superior) y dos (inferior) canales de lectura. En anaranjado se resalta la zona en donde deberían ubicarse mejores implementaciones de detectores en términos de SSL y resolución espacial.*

Del gráfico, es posible observar que los instrumentos que componen ambas arquitecturas se concentran en dos sectores específicos. En concordancia a lo anterior, los detectores segmentados presentan mejor resolución espacial que los que utilizan ToF. Si se consideran las líneas segmentadas horizontales, que corresponden a instrumentos ideales segmentados que dividen el área sensible de cualquier tamaño en un único elemento de resolución utilizando un único canal de lectura ($N = 1$) o dos canales de lectura ($N = 2$), la mayoría de los instrumentos segmentados se encuentran entre o cercano a ambas líneas. Lo anterior es esperable puesto que el principio básico de estos instrumentos consiste en dividir el área sensible en segmentos, por lo que la longitud sensible específica está limitada a criterios geométricos. Los instrumentos que se

encuentran sobre estas dos líneas corresponden a los que utilizan técnicas para aumentar la eficiencia en el posicionamiento (barras triangulares, reducción de canales, interpolación, solapamiento). También se puede observar que todos los instrumentos segmentados se encuentran bajo la recta $aN^{-1} \approx 20$, mientras que los ToF, sobre ella. Esto nuevamente se relaciona a limitaciones geométricas para los segmentados, pero para el caso de los ToF se presume que no existen implementaciones bajo esa recta debido a que serían muy poco eficientes en términos de detección (resolución espacial limitada y bajo aprovechamiento de los canales de lectura).

3. DISEÑO Y MONTAJE EXPERIMENTAL

3.1. Concepto Híbrido

3.1.1. Lectura de tiempo discreto

Anteriormente fueron mencionadas dos arquitecturas para la detección de partículas: detectores segmentados en que cada canal de lectura está asociada a un elemento de resolución, y detectores ToF en donde se triangula la posición según el tiempo que le toma a la señal llegar a los sensores. Cada uno tiene limitaciones y fortalezas relacionadas al número de canales y resolución espacial que alcanzan. Es por eso que surge la posibilidad de generar una propuesta híbrida que muestre un mejor desempeño que ambas arquitecturas por separado, esto es, una resolución espacial del orden de las arquitecturas segmentadas con un bajo número de canales de las arquitecturas ToF. Para lograr esto, se propone una arquitectura que logre relacionar cada elemento de resolución con una diferencia de tiempo única. De este modo la resolución espacial estaría sólo vinculada al tamaño físico de los segmentos que cubran el área activa y la lectura se relacionaría con la triangulación de manera temporal de las posiciones. Para ello, se utilizó una estructura discreta de tipo TPC (*Time Projection Chamber*) para discretizar los tiempos de retardo. Estas estructuras transforman el eje de posición en un eje temporal. A modo de ejemplo, si el área sensible del instrumento se divide en posiciones discretas, cada posición física relacionada con un sensor puede producir una señal de salida independiente asociada a una posición coordinada. En consecuencia, cada una de estas salidas se conecta a diferentes puntos a lo largo de una línea de retardo, implicando que las señales que se produzcan viajen distintas distancias conforme a la posición. Además, las terminaciones (canales) de la línea de retardo están conectadas a un módulo que permite amplificar y discriminar los pulsos para determinar el tiempo de llegada de la señal del sensor. En estas condiciones, las diferencias de tiempo discretas de las señales que viajan en ambas direcciones para cada posición son adquiridas por los módulos de lectura. Como resultado, utilizando sólo dos canales de lectura (en el caso unidimensional) en ambos extremos de la línea de retardo y registrando las diferencias en los tiempos de

llegada de las señales producidas por cada uno de los sensores, es posible asignar un valor de tiempo discreto para cada posición de manera inequívoca. En la Figura 3.1 se presenta un esquema que representa el proceso en la obtención de tiempos discretos relacionado a las posiciones mediante la línea de retardo discreta. Se puede observar que una línea formada por n sensores y $n + 1$ segmentos de retardo producirá una diferencia en el retardo de las señales que llegan a los canales de lectura dependiente del sensor activado (relacionado con cada elemento de resolución). Así, por ejemplo, si se activa el sensor S_1 (Figura 3.1a) la diferencia temporal de las señales será $(n - 1)\delta$. En cambio, si se activa el sensor S_k (Figura 3.1b), la diferencia será $(n - 2k + 1)\delta$.

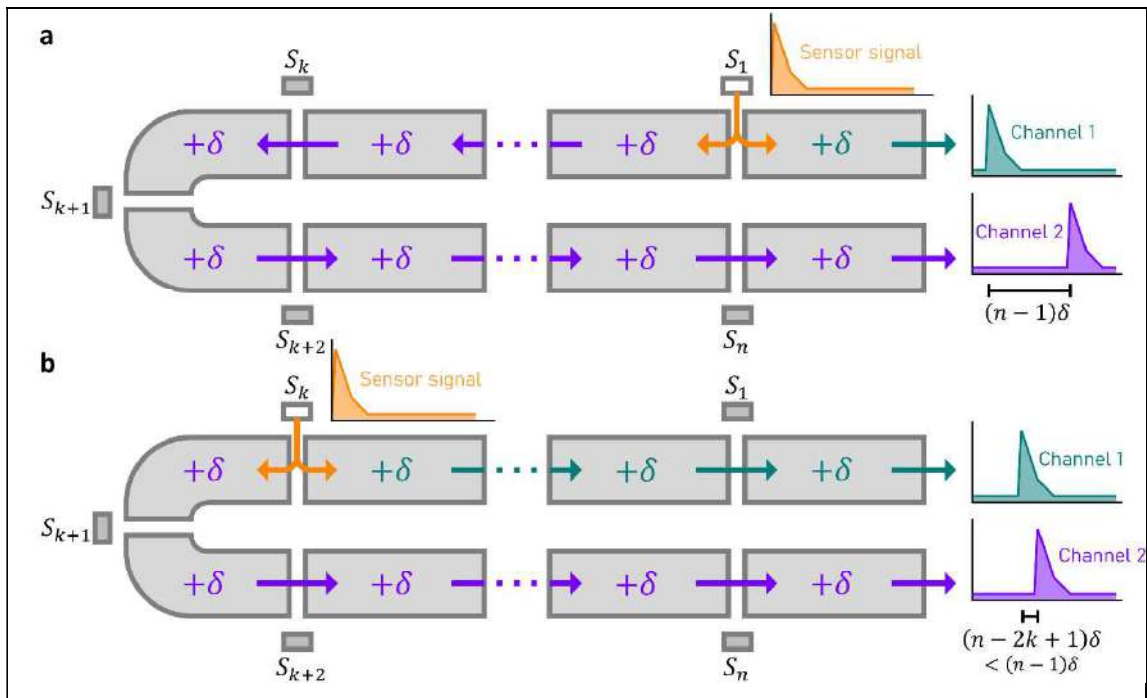


Fig. 3.1 Esquema que representa la lectura por tiempo discreto. La flecha anaranjada corresponde a la señal producida por un sensor. La línea de retardo está compuesta por diferentes segmentos (rectángulos grises) que retardan la señal un tiempo δ . A ambos extremos llegan las señales con diferentes retardos debido al número de segmentos recorridos, y la diferencia de retardos debido a la posición de entrada de la señal entrega información de la posición. Diferencia temporal producida por la señal de: a – sensor de la posición 1, b – sensor de la posición k .

3.2. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL CONCEPTO HÍBRIDO

3.2.1. Solapamiento de centelladores

Es posible reducir el número de detectores utilizando una configuración de los centelladores adecuada. Utilizar una estructura que superponga los segmentos del centellador permite aumentar el número de elementos de resolución para el mismo número de segmentos. En el caso de un detector unidimensional, n SiPMs acoplados cada uno a un bloque centellador superpuesto con sus dos vecinos permite producir $2n - 1$ elementos de resolución. Este aumento en el número de elementos de resolución para un mismo número de SiPMs permite aumentar la resolución espacial reduciendo los costos y la electrónica asociada. En la Figura 3.2 es posible ver la relación entre el número de segmentos de centelladores y los elementos de resolución producidos por el solapamiento.

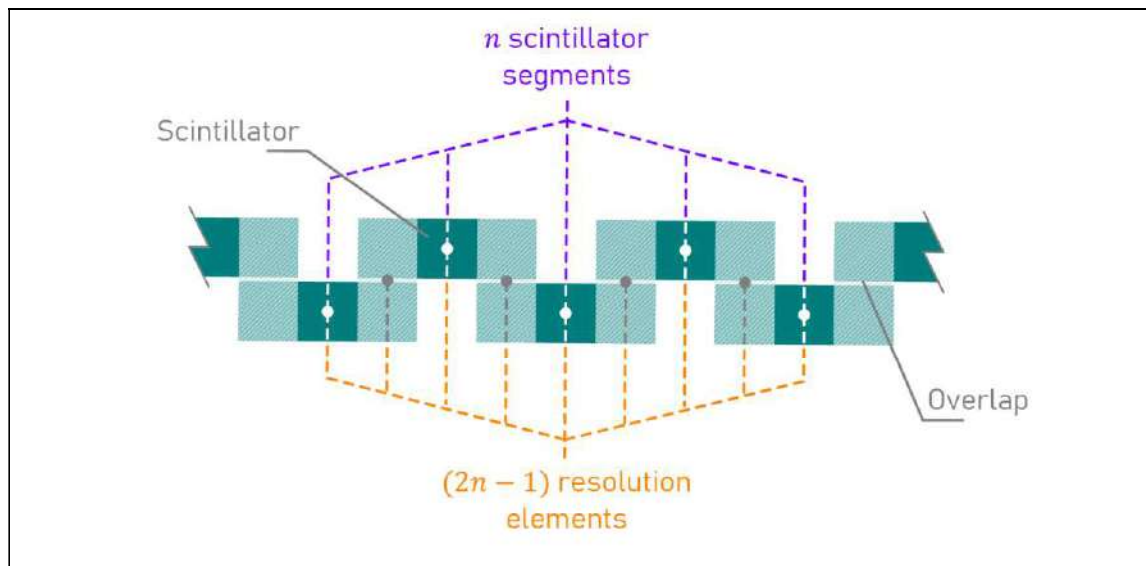


Fig. 3.2 Esquema del aumento de elementos de resolución por solapamiento de centelladores. Los rectángulos turquesa representan cada uno de los bloques centelladores, mientras que las regiones achuradas corresponden a sectores solapados. El número de elementos de resolución es mayor que el número de segmentos de centelleo.

3.2.2. Análisis de reflexiones

Para implementar la lectura discreta se utilizó una línea de transmisión con distintas entradas conectadas a cada uno de los SiPMs (Figura 3.3). A cada extremo de esta línea de retardo se conectan los canales de lectura que se encargarán de discriminar la llegada de los pulsos. La lógica de funcionamiento se basa en la simple propagación de la señal producida por los SiPMs a través de una línea de transmisión auxiliar (L1) que, al llegar a la conexión con la línea de retardo, se divide en dos señales de igual magnitud propagándose en sentidos opuestos, más una señal reflejada hacia la línea auxiliar. La magnitud de las señales transmitidas y reflejadas depende de la impedancia característica de la línea de transmisión auxiliar y los segmentos de la línea de retardo. Las expresiones para dichas magnitudes en función del voltaje de la señal V_s producida por los SiPMs son

$$V_r = \left| \frac{\frac{Z_2}{2} - Z_1}{\frac{Z_2}{2} + Z_1} \right| V_s \quad V_t = \left| \frac{Z_2}{\frac{Z_2}{2} + Z_1} \right| V_s \quad (3.1)$$

donde los subíndices representan cada una de las líneas indicadas en la Figura 3.3 y se asume $Z_3 = Z_2$. Para el caso utilizado, donde la impedancia característica de todas las líneas posee el mismo valor, es decir $Z_1 = Z_2 = Z_3$, se obtiene un coeficiente de reflexión visto por las líneas auxiliares igual a $1/3$, por lo que el valor para dichas señales corresponde a $V_r = 1/3 V_s$ y $V_t = 2/3 V_s$. A partir de estos valores es posible observar la existencia de una pérdida en la señal, fenómeno que será importante de considerar más adelante debido a la baja amplitud de las señales involucradas en estos instrumentos. Por otra parte, este ejercicio se puede realizar en cada una de las intersecciones que encuentra la señal mientras se propaga. Sin embargo, se puede ver en la Figura 3.3 que, dependiendo de qué SiPM entregue la señal (incluso si es más de uno simultáneamente), el número de intersecciones por las cuales transita la señal es diferente. Si consideramos el caso general de $2N + 1$ intersecciones y que todas las líneas son iguales, la atenuación de las señales dependerá de la posición p dada por

$$V_i = \left(\frac{2}{3}\right)^{N+1+p} \quad V_d = \left(\frac{2}{3}\right)^{N+1-p} \quad (3.2)$$

donde los subíndices i y d representan la señal que se propaga a la izquierda y la derecha respectivamente, y p toma valores entre $-N$ y N . Esta diferencia entre la atenuación de ambas señales es importante, puesto que, si se utiliza un discriminador tipo *leading-edge*, afectará la diferencia de tiempo de las señales de salida debido al efecto del *walk*.

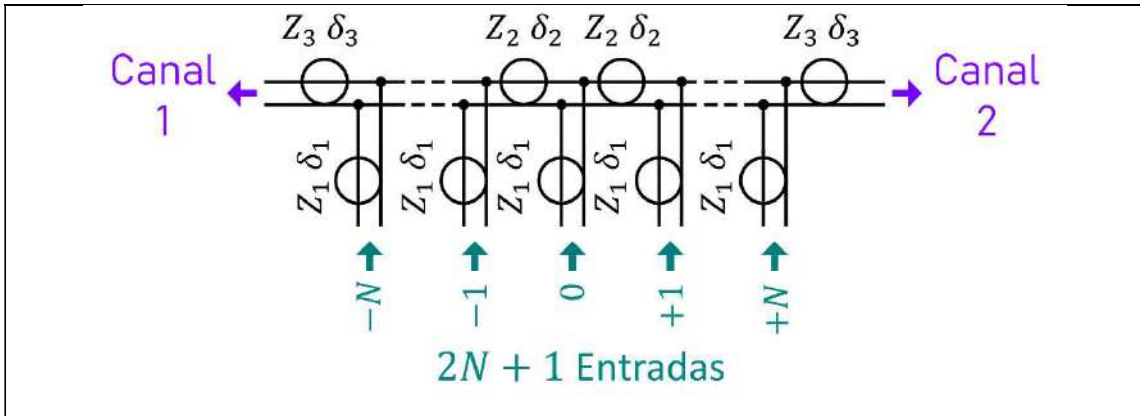


Fig. 3.3 Esquema de la línea de retardo discreta conectada a líneas auxiliares. En cada intersección se encuentran una línea auxiliar de impedancia Z_1 y retardo δ_1 con dos segmentos de la línea de retardo de impedancia Z_2 y retardo δ_2 . En los extremos de la línea de retardo se conectan los canales de lectura a través de líneas de transmisión de impedancia Z_3 y retardo δ_3 .

Por otra parte, es importante estudiar las señales que se propagan hacia cada uno de los SiPMs, ya sea por una reflexión en la intersección entre la línea auxiliar del SiPM activado y la línea de retardo o por cada porción de la señal que viaja a lo largo de la línea de retardo que se transmite hacia cada línea auxiliar en las intersecciones. Si se considera el SiPM como una carga capacitiva y la frecuencia de las señales en cuestión es alta (los fenómenos son impulsivos), se puede asumir que la impedancia vista por las líneas auxiliares hacia el SiPM es menor que su impedancia característica. Esto implica que el coeficiente de reflexión α visto desde ese puerto es negativo, por lo que la señal reflejada invertirá su polaridad. Para visualizar el efecto de las reflexiones debido la desadaptación

en cada intersección y entre la línea y los SiPMs se puede ver el *lattice diagram* de la Figura 3.4.

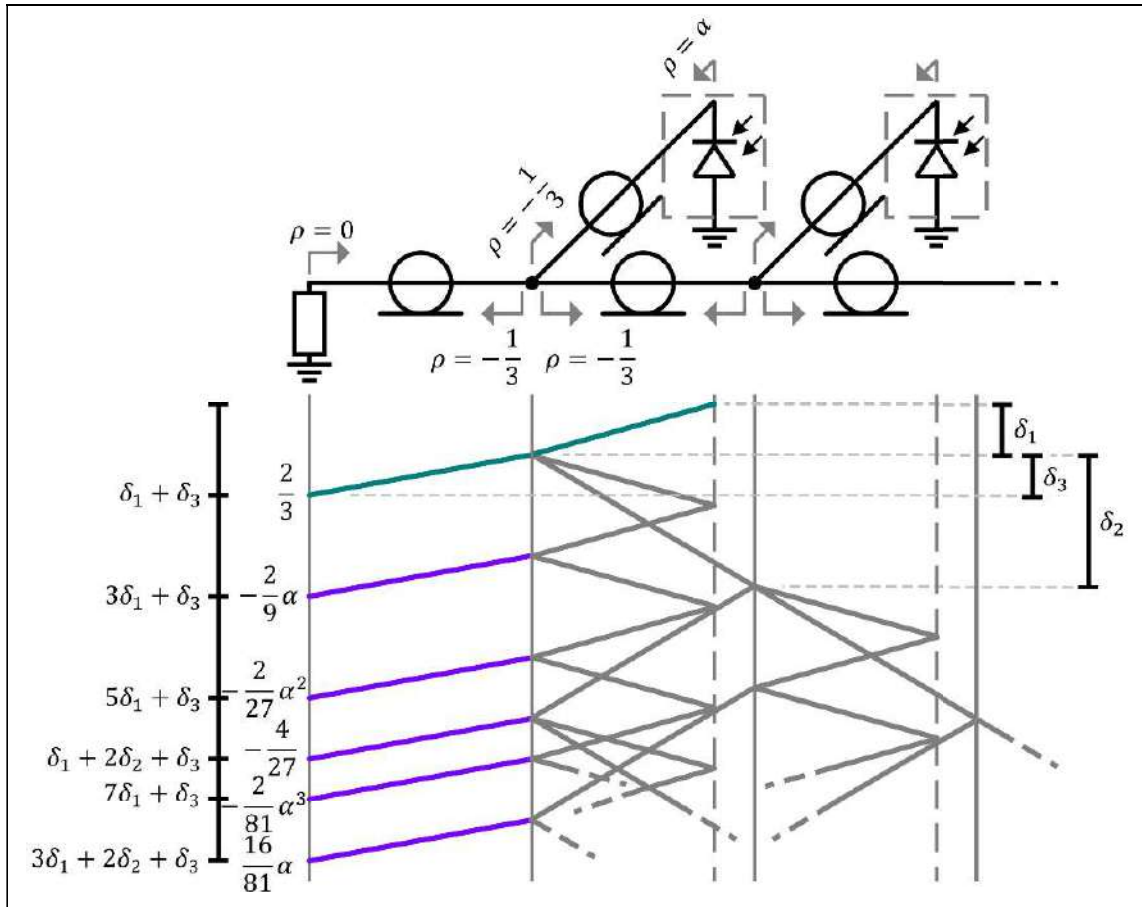


Fig. 3.4 *Lattice diagram de las reflexiones que se propagan por las líneas al activarse un SiPM en el extremo de la línea de retardo (posición N o $-N$). Se indican los coeficientes de reflexión visto por cada línea en la intersección para impedancias idénticas. Al costado izquierdo se puede ver el tiempo de llegada de la señal principal (turquesa) y las señales producidas por las reflexiones en las intersecciones y SiPM (violeta). Además, se puede ver la amplitud normalizada con respecto a la señal producida por el SiPM.*

Considerando estos efectos, la señal que recibe cada uno de los módulos de lectura correspondientes al amplificador y discriminador no será la señal pura producida por los SiPMs, sino una suma de la señal atenuada y cada una de las reflexiones que se produzcan. El modelamiento del efecto real de este comportamiento es complejo debido que depende de la diferencia de impedancia característica de cada una de las líneas de transmisión, la

impedancia de los SiPMs y la longitud física de las líneas. Sin embargo, es posible ver que la primera reflexión poseerá un retardo con respecto a la señal principal, igual a dos veces el tiempo de retardo menor entre la línea auxiliar y un segmento de la línea de retardo, que para el caso de esta investigación es alrededor de 10 ns. Si se considera esto, y se trabaja con el primer tramo de la señal, es posible simplificar el análisis, lo que implicaría sólo tener en cuenta la diferencia de tiempo por el camino recorrido y por diferencia de amplitud debido a la atenuación.

3.2.3. Simulación

Para el estudio de las señales que llegan a los módulos de lectura en ambos extremos de la línea de retardo discreto se realizó una simulación en LTspice. Esta simulación sólo consideró el efecto de las reflexiones producidas por la desadaptación de impedancias en las intersecciones entre las líneas auxiliares y los segmentos de la línea de retardo. Para simplificar el problema y centrarse en el perfil de las señales se utilizaron como estímulos eléctricos (señal de los SiPMs) escalones cuadrados configurados de tal manera que el *risetime* a la entrada de la línea auxiliar sea igual al observado experimentalmente (alrededor de 20 ns), y líneas de transmisión ideales con impedancia característica y tiempo de retardo igual a los parámetros de diseño del prototipo. Los módulos de lectura se representaron como una impedancia puramente resistiva correctamente adaptada a la línea de retardo y dos fuentes que cumplieran la función de los discriminadores para el estudio del efecto de la deformación de las curvas por las reflexiones en las diferencias de tiempo.

Los resultados de la simulación (Figura 3.5) mostraron que las reflexiones modifican la forma de las señales que reciben cada uno de los módulos de lectura además de la magnitud, debido a que en las posiciones donde se presenta solapamiento de centelladores, es decir, donde más de un SiPM se activa, la energía inyectada a la línea de retardo es mayor. El comportamiento de las señales para distancias menores a la mitad del largo total de la línea de retardo es similar a uno inductivo mientras que, para distancias mayores, a uno capacitivo. A pesar de que las curvas modifican su perfil, la diferencia

entre los tiempos discriminados sigue manteniendo una correlación con las distintas posiciones, sin presentarse pérdida en la monotonía de la relación.

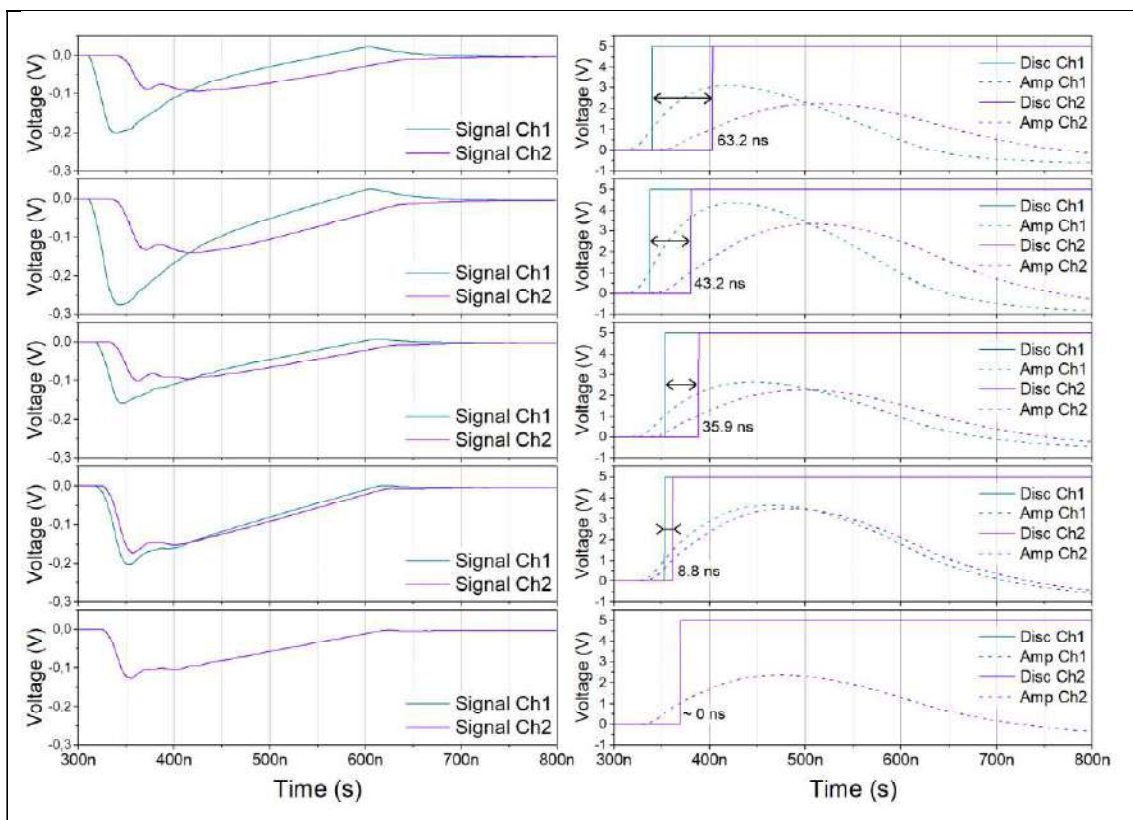


Fig. 3.5 Curvas simuladas de las señales para cada posición del instrumento desde un extremo (arriba) hasta el centro (abajo). Se puede observar las señales que llegan al discriminador en los extremos de la línea de retardo (izquierda) y las señales producidas por los discriminadores correspondientes (derecha).

3.2.4. Diseño de PCBs

La placa principal del prototipo fue diseñada para cinco SiPMs MicroFC-SMTPA-10010 de SensL, distribuidos de tal manera que permitan el solapamiento de los centelladores. El circuito *bias* para los SiPMs se basó en lo sugerido por el fabricante para la utilización de la salida lenta (*slow output*) y una alimentación negativa. El circuito incluye un filtro pasivo de dos etapas para suministrar un voltaje de polarización estable, filtrando cualquier ruido que pueda provenir de la fuente de alimentación. La salida de los SiPMs es conectada a conectores Lemo EPK.00.250.NTN

mediante una línea de transmisión coplanar de $50\ \Omega$. En la Figura 3.6 se puede ver el *layout* de la placa utilizada para la prueba de concepto y el prototipo

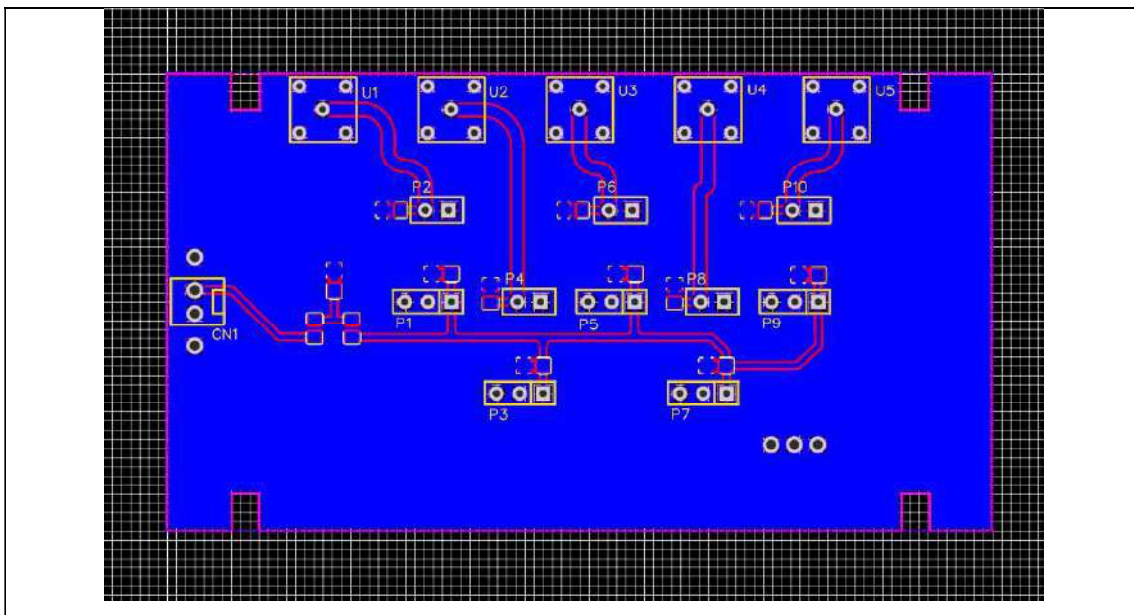


Fig. 3.6 *Layout de la placa fabricada para el estudio de la prueba de concepto y el prototipo. En el centro se puede observar la distribución de los SiPMs para permitir el solapamiento de los bloques centelladores. En la parte superior se puede ver la posición de los conectores y las líneas de transmisión que los conecta a los pads de los SiPMs.*

La caracterización y pruebas del prototipo necesitan el uso de una fuente que permita el centelleo para la activación de los SiPMs. Es por eso que se construyó una PCB correspondiente a un módulo láser UV pulsante basado en el diodo láser SLD3232VF. Para la placa del módulo láser se utilizó una topología basada en un *digital LED driver* (Figura 3.7). Puesto que los LED son fáciles de encender rápidamente, pero difíciles de apagar, en particular se utiliza un *shunt LED driver*. Éste utiliza el transistor Q1 para descargar rápidamente el LED y apagarlo. La principal ventaja del circuito es que proporciona una mayor simetría de encendido y apagado. En el circuito de la Figura 3.7a, la resistencia R2 proporciona una corriente positiva para encender el LED mientras que el transistor Q1 proporciona la corriente de apagado. Cuando está saturado, el transistor Q1

tendrá una impedancia de unos pocos ohms, lo que proporciona una corriente de descarga mucho mayor, permitiendo que el LED se apague rápidamente.

Al circuito básico se le añaden dos resistencias y dos condensadores adicionales (Figura 3.7b). El propósito de estos componentes adicionales es mejorar aún más la velocidad de funcionamiento. El condensador C1 sirve para mejorar las características de encendido y apagado del propio transistor Q1. Debe existir la precaución de que C1 no sea demasiado grande. Si esto ocurre, la base del transistor puede sobrecargarse y dañarse. Los componentes adicionales, las resistencias R3 y R4 y el condensador C2, proporcionan sobrealimentación cuando el LED se enciende y subalimentación cuando el transistor se apaga. Normalmente la constante de tiempo RC de R3 y C2 se configura con un valor aproximadamente igual al tiempo de subida o bajada del propio LED cuando se acciona con una onda cuadrada.

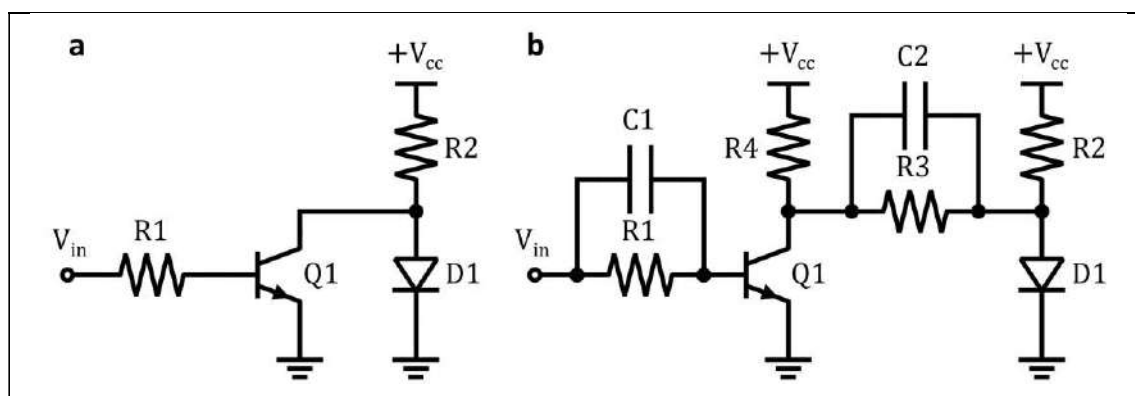


Fig. 3.7 Topologías digital LED driver. a – Shunt LED driver simple. b – Shunt LED driver con velocidad mejorada.

El circuito esquemático y físico que se construyó se puede observar en la Figura 3.8. Se utilizó una placa de prototipado con modificaciones tal que el módulo se acoplara correctamente a las monturas utilizadas tanto para las pruebas de concepto como para las pruebas del prototipo de instrumento.

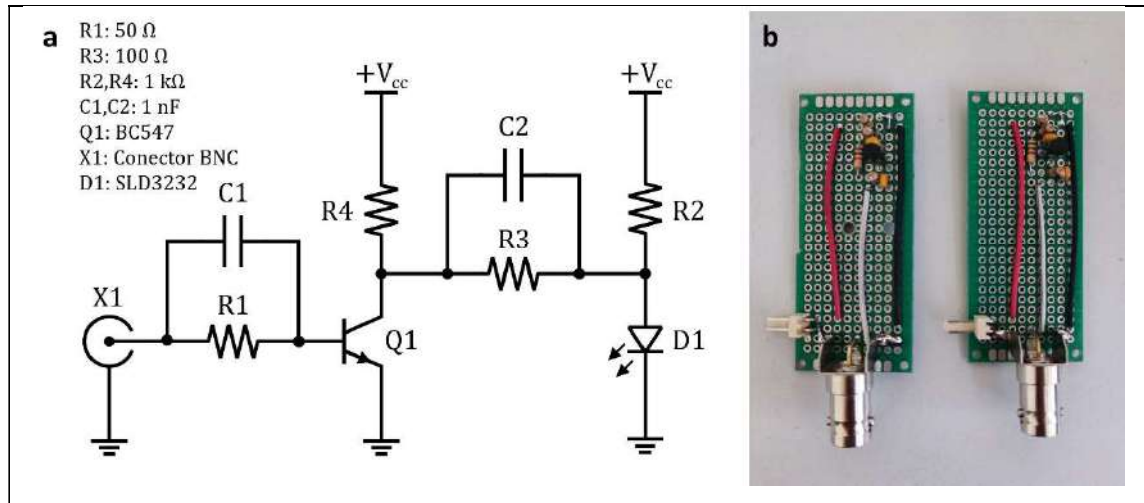


Fig. 3.8 Circuito LED driver del diodo láser utilizado para las pruebas de concepto y el prototipo. *a* – Circuito esquemático donde se indican los valores utilizados para cada uno de los componentes. *b* – Imagen de los dos módulos láser fabricados.

3.3. DISEÑO MECÁNICO DEL MONTAJE

3.3.1. Montura para pruebas de retardo discreto

Para la prueba de concepto se diseñó una montura modular fabricada mediante placas de PMMA de 3 mm de espesor que permitiera la alineación de fibras ópticas con los SiPMs. La estructura general se puede observar en la Figura 3.9. El diseño consiste en dos placas paralelas, una inferior que funciona como base para la placa del circuito, y una superior que posee agujeros para alinear las cinco fibras ópticas con los correspondientes SiPMs. Además, posee una pieza que funciona como marco para alinear la placa con la montura y tres piezas perpendiculares que funcionan como columnas para alinear y fijar todas las piezas en los distintos ejes. Se utilizan cuatro pernos pasantes en cada esquina que permiten fijar toda la montura a la base óptica, lo que apila todas las piezas a compresión. Las dimensiones totales de la montura es 100×70×20 mm³.

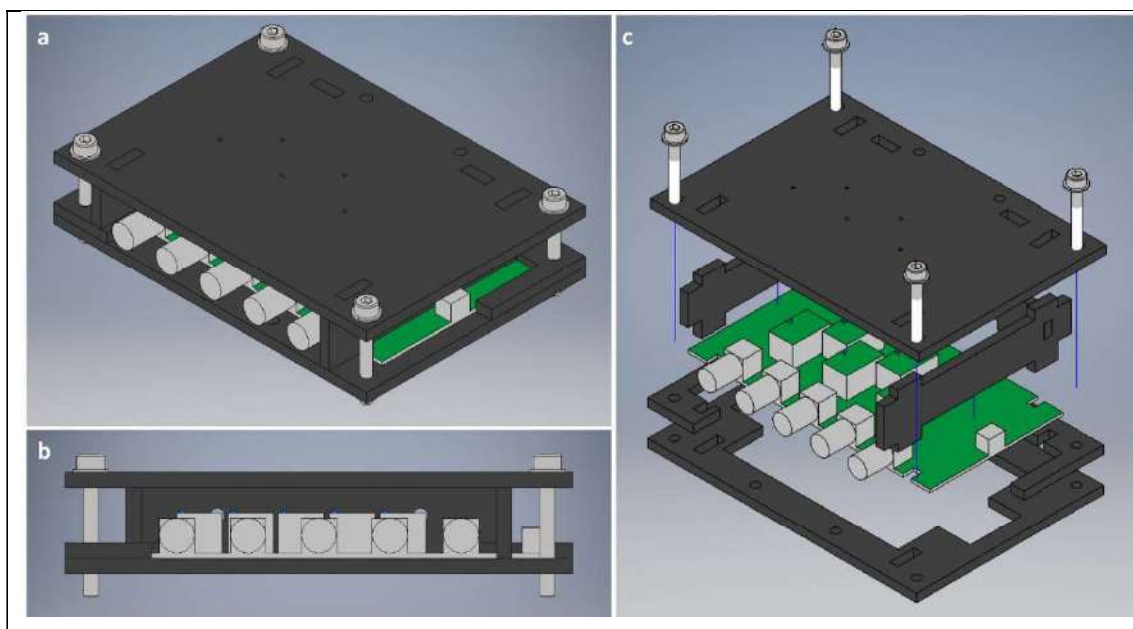


Fig. 3.9 *Modelo tridimensional de la montura para la placa principal usada en las pruebas preliminares. a – Vista isométrica. b – Vista frontal. c – Vista en despiece de la montura.*

3.3.2. Montura módulo láser

Para la prueba de concepto se realizaron dos monturas idénticas para los módulos láser. Cada montura fue diseñada de manera modular y fabricada en placas de PMMA de 3 mm de espesor. La estructura general se puede ver en la Figura 3.10. La estructura utiliza una placa superior con un agujero de 1 mm para fijar la fibra alineada con el diodo láser, un marco inferior que permite sostener la placa del módulo láser, y un marco intermedio que alinea la placa a la montura. Cuatro placas rectangulares en grupos de dos en cada lado y dos columnas centrales permiten alinear y fijar toda la montura. Se utilizan seis pernos pasantes que permiten fijar toda la montura apilando la estructura a compresión. Las dimensiones totales de la montura son $90 \times 50 \times 15 \text{ mm}^3$.

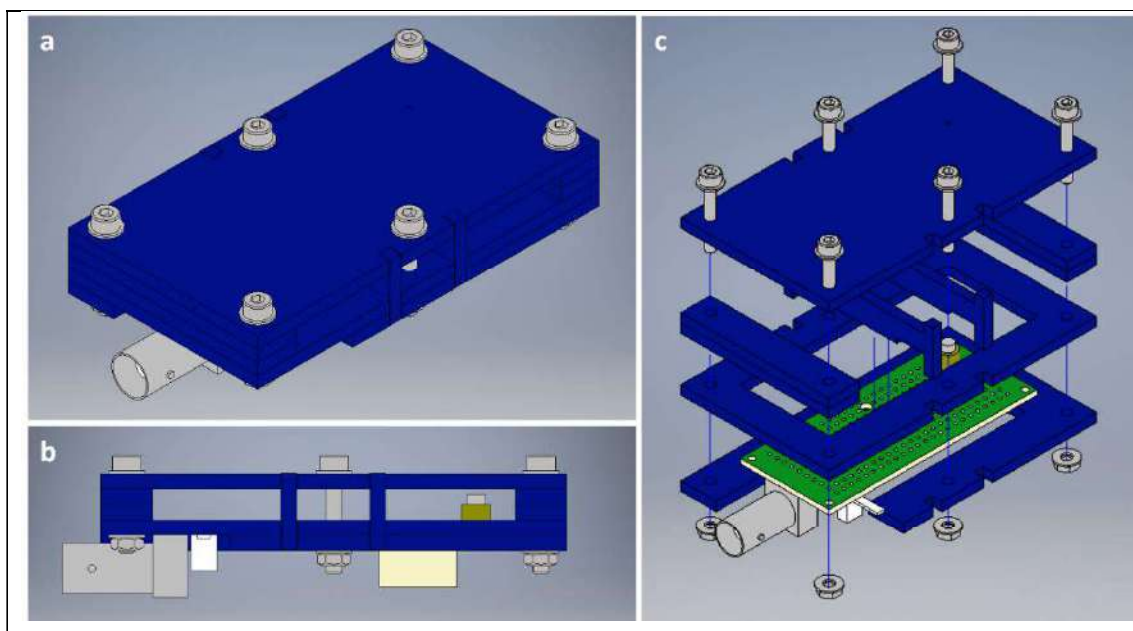


Fig. 3.10 *Modelo tridimensional de la montura para el módulo láser utilizada en las pruebas preliminares. a – Vista isométrica. b – Vista lateral. c – Vista en despiece de la montura.*

3.3.3. Montura prototipo

La montura del prototipo (Figura 3.11) fue diseñada de manera modular por placas de PMMA de 3 mm de espesor. La estructura utiliza piezas que se encajan para darle sustento a la PCB con los SiPMs, los bloques centelladores, y el módulo láser, además de darle libertad de movimiento a este último. Una placa frontal con un vaciado permite sostener los bloques centelladores de tal manera que permite su solapamiento. Esta pieza más dos marcos, uno base en la parte posterior y otro central, permiten la alineación de los SiPMs con los centelladores. Dos piezas laterales permiten sostener la estructura total y fijar las piezas a compresión mediante cuatro pernos pasantes ubicados en sus esquinas. Una placa superior permite acceso a los conectores LEMO y presenta una estructura tipo cremallera que funciona como riel y para posicionar el módulo láser alineado con las posiciones de los elementos de resolución del instrumento. Finalmente, una pequeña placa perpendicular a la pieza frontal y sobre los bloques centelladores permite colimar el haz láser y centrarlo en cada una de las posiciones de interés.

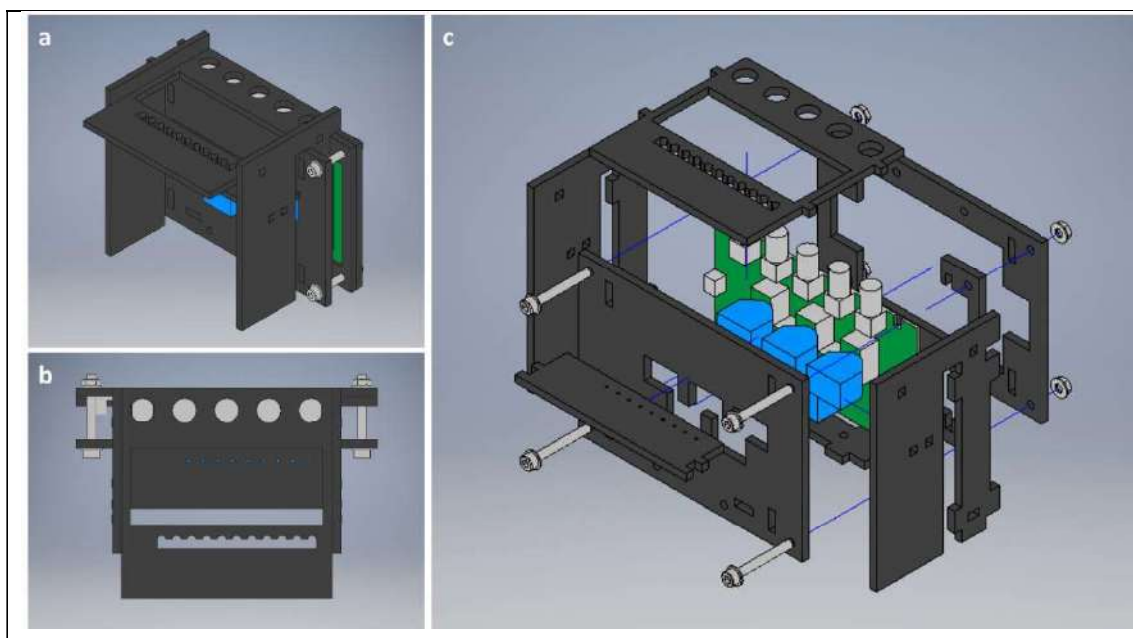


Fig. 3.11 *Modelo tridimensional de la montura para la placa principal y módulo láser utilizada para la caracterización del prototipo. a – Vista isométrica. b – Vista cenital. c – Vista en despiece de la montura.*

3.4. MONTAJE EXPERIMENTAL

3.4.1. Prueba de concepto

El montaje experimental utilizado para la prueba de concepto consiste en la placa con los SiPMs en la montura presentada en la Figura 3.9. En cada agujero de la placa superior se conecta una fibra óptica de 1 mm de diámetro y 1 m de largo. Estas cinco fibras se conectan a su vez a las monturas de los dos módulos láser según corresponda. Para simular la activación de los centelladores se utilizó un módulo láser para cada SiPM en el caso de elementos de resolución sin solapamiento, y dos módulos láser en SiPM adyacentes para los elementos de resolución con solapamiento. Se utilizaron dos módulos NIM Canberra 814A para la amplificación, el *pulse-shaping* y la discriminación de las señales de los SiPMs. Se midió la diferencia de tiempo de la señal de llegada en ambos canales para cada posición. La fuente de luz que se inyectó en las fibras correspondió a pulsos láser de 405 nm con un ancho de pulso de 1 μ s a una frecuencia de 10 Hz.

3.4.2. Prototipo

El montaje experimental que se utilizó para el estudio del prototipo corresponde a un instrumento para la detección de posición unidimensional. Utiliza cinco bloques de centelladores EJ-200 con tamaños $10 \times 10 \times 15 \text{ mm}^3$ solapados 5 mm (Figura 3.12). La longitud sensible total del prototipo es de 45 mm, y la longitud del elemento de resolución es de 5 mm. El prototipo utiliza cinco SiPMs MicroFC-SMTPA-10010 de SensL acoplados a cada uno de los bloques centelladores. La línea de retardo discreta corresponde a cuatro segmentos de 1,5 m de cable RG58 que producen un retardo entre SiPMs de 7,5 ns, y 30 ns de retardo total. Las líneas auxiliares utilizaron cables idénticos, pero con una longitud de 1 m, y se acopló los extremos de la línea de retardo a los canales de lectura mediante líneas de 0,5 m. El circuito utilizado para el montaje experimental se presenta en la Figura 3.13 y un esquema que presenta la composición de los elementos del sistema y resume las características de ellos se puede ver en la Figura 3.14.

Para evitar detección de fotones del ambiente, el prototipo fue introducido en una caja oscura personalizada impresa en 3D en la que la conexión eléctrica de los detectores y el módulo láser se conducía al exterior a través de un panel de doble chapa utilizado como trampa de luz. Se midió la diferencia de tiempo para cada posición. La estimulación del centellador se produjo con pulsos láser de 405 nm con un haz de diámetro 1 mm, el que incidía perpendicularmente a los bloques centelladores. El montaje físico utilizado se puede ver en la Figura 3.15.

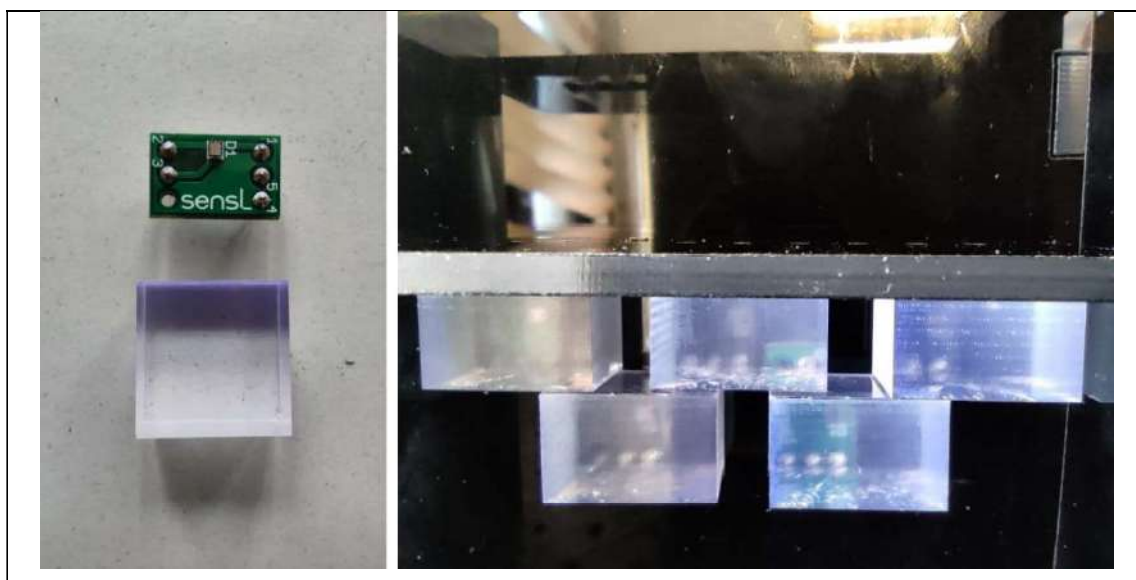


Fig. 3.12 Elementos del diseño del prototipo. A la izquierda el SiPM MTPA-10010 y un bloque centellador. A la derecha, el solapamiento de los bloques centelladores.

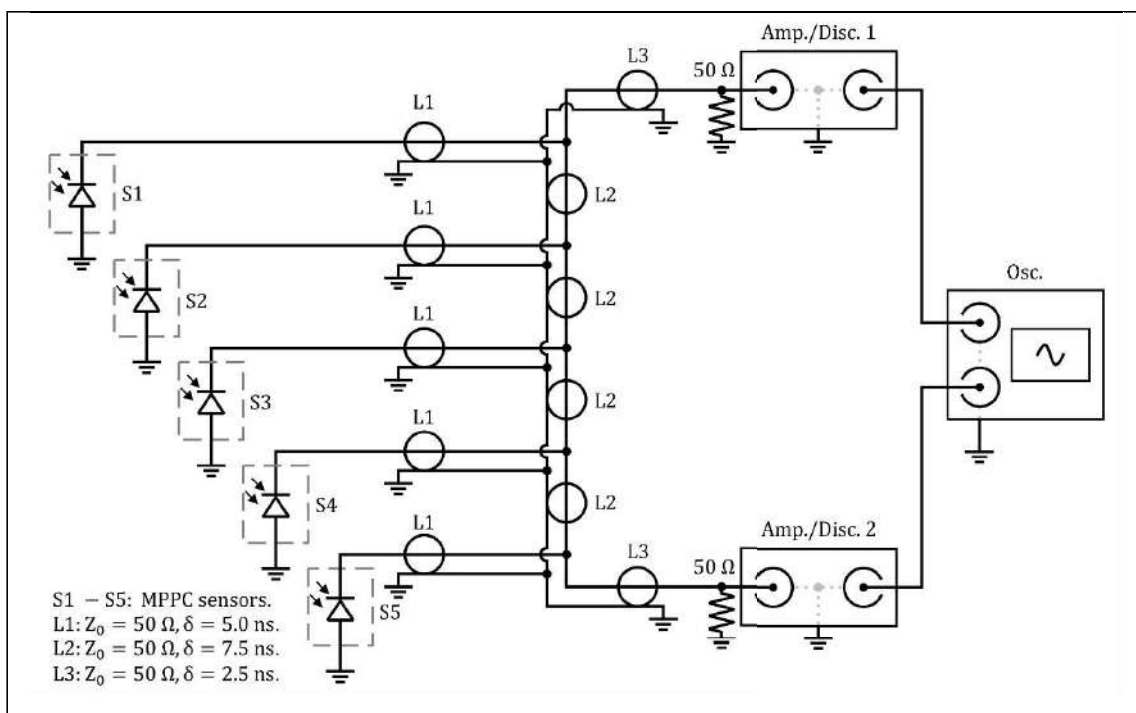


Fig. 3.13 Circuito esquemático del montaje experimental. L1 corresponde a las líneas auxiliares que conectan los SiPMs a la línea de retardo discreta, L2 son cada uno de los segmentos de la línea de retardo, y L3 son las líneas de acoplamiento con los canales de lectura.

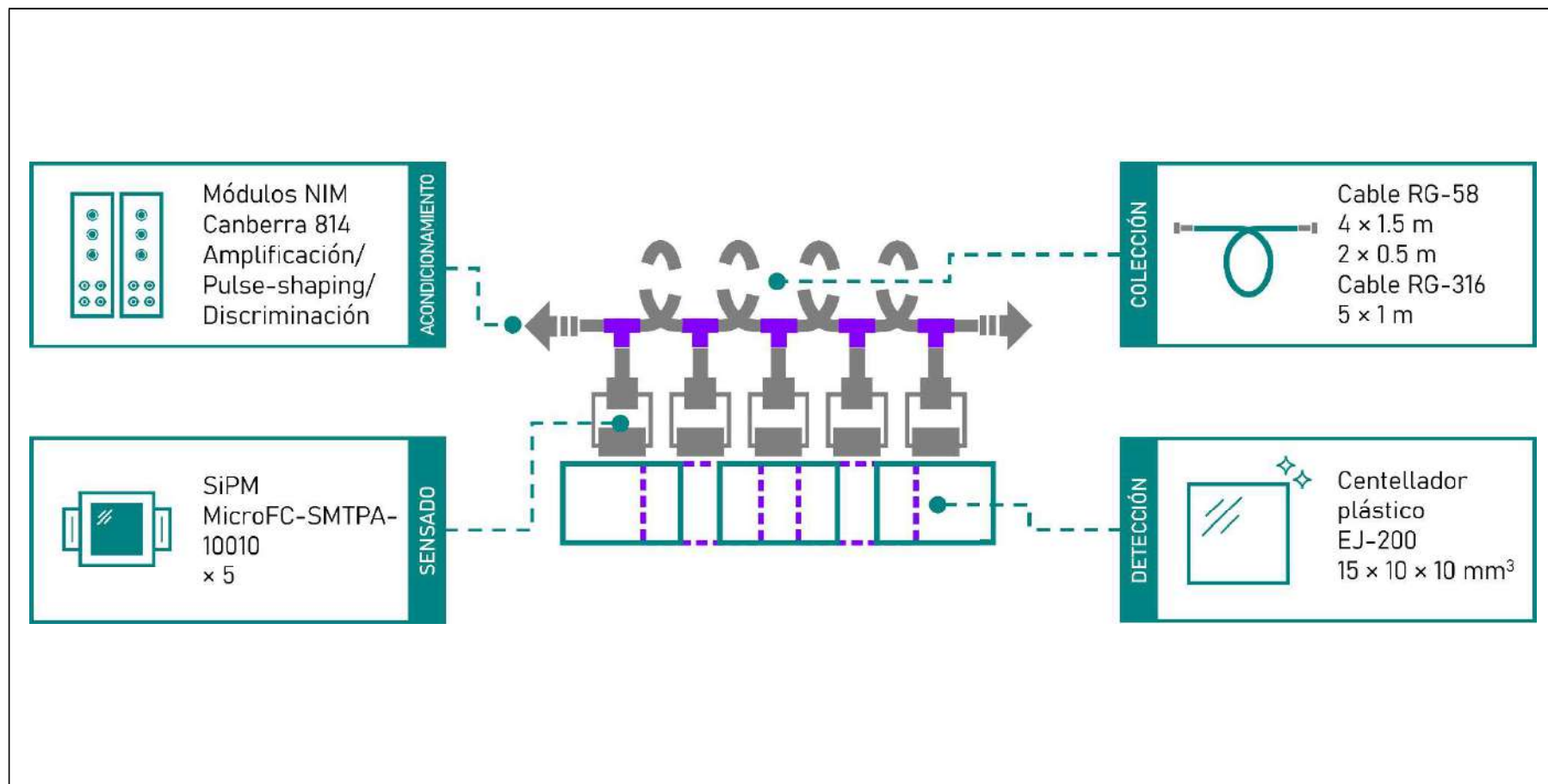


Fig. 3.14 Esquema del prototipo utilizado. Se presentan los elementos que componen los dispositivos de lectura, la línea de retardo discreta, los SiPMs utilizados y los bloques centelladores plásticos.

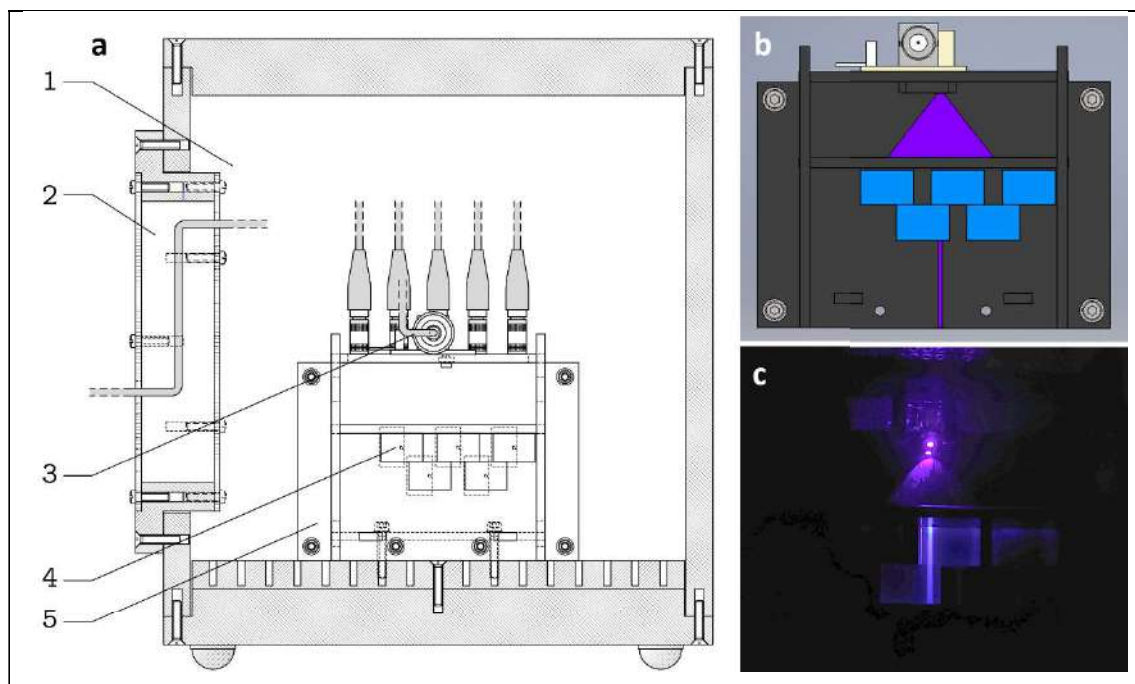


Fig. 3.15 Montaje experimental para el estudio del prototipo. *a* – Layout de la configuración (1. Caja oscura, 2. Panel frontal, 3. Módulo láser, 4. Bloque centellador, 5. Instrumento). *b* – Vista frontal de placas en su respectiva montura. *c* – Haz láser pasando a través de dos bloques centelladores.

4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

4.1 Resultado de Pruebas preliminares

Las señales obtenidas de los discriminadores de ambos canales de lectura para el estudio de la prueba de concepto se pueden ver en la Figura 4.1. Para la realización de los gráficos se promediaron 8 cuadros por posición. Como se mencionó en el montaje, las posiciones que corresponden a un solapamiento de centelladores fueron simuladas mediante la estimulación de dos SiPMs adyacentes. En el gráfico se indican las diferencias de tiempo utilizando como tiempo de llegada de las señales al momento en que la amplitud de éstas alcanza la mitad del voltaje máximo. En primera instancia se puede observar una correlación entre las distintas posiciones simuladas y las diferencias de tiempos asociadas, encontrando un valor único que permite asignar dicha diferencia de tiempo a cada posición del instrumento. Dicha relación es monotónica y no-lineal. Por otro lado, las diferencias de tiempo son relativamente simétricas con respecto a la posición central conectada al punto medio de la línea de retardo. Sin embargo, existe una desviación en las posiciones temporales con respecto a lo que se esperaría idealmente. Este fenómeno se puede deber a líneas de transmisión no perfectas (variación en los parámetros de fábrica), lo que afecta tanto el tiempo de llegada de las señales como su amplitud, ambos relacionados con los tiempos que presentará la salida del discriminador y, a su vez, las diferencias de tiempo asociadas. En la Figura 4.2 se puede ver en un único gráfico las señales del canal 2 para cada posición respecto al canal 1 en donde se aprecia de mejor manera la leve asimetría entre las posiciones de ambos lados de la línea de retardo.

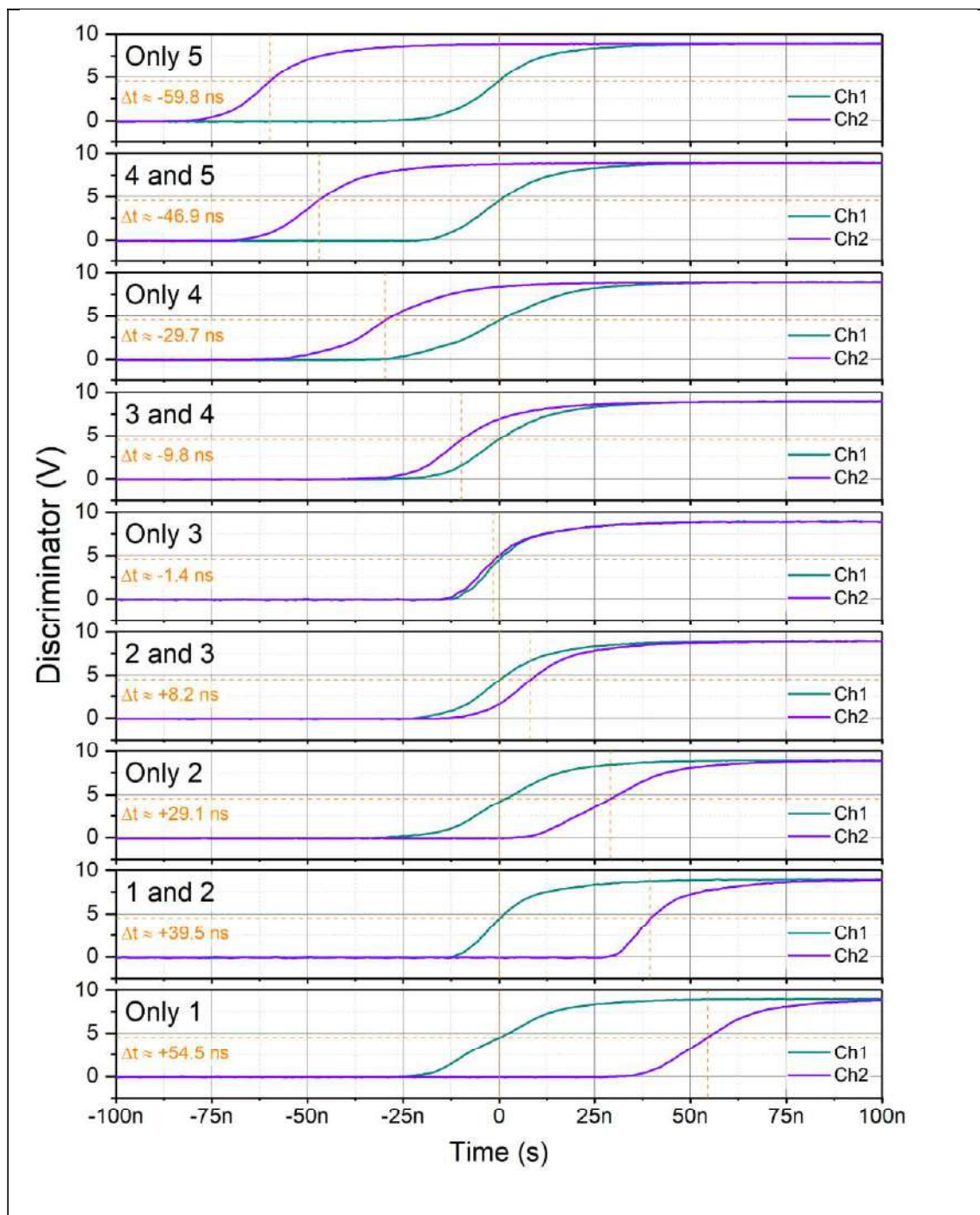


Fig. 4.1 Señales obtenidas en la prueba de concepto. Las curvas corresponden a la salida del discriminador de ambos canales. Para cada curva se indica la activación de uno o dos SiPMs y cuáles de ellos se activaron. Se indica la diferencia de tiempo estimada considerando los tiempos que corresponden al momento en que la amplitud de la señal es la mitad de su máximo, representado por las líneas segmentadas anaranjadas.

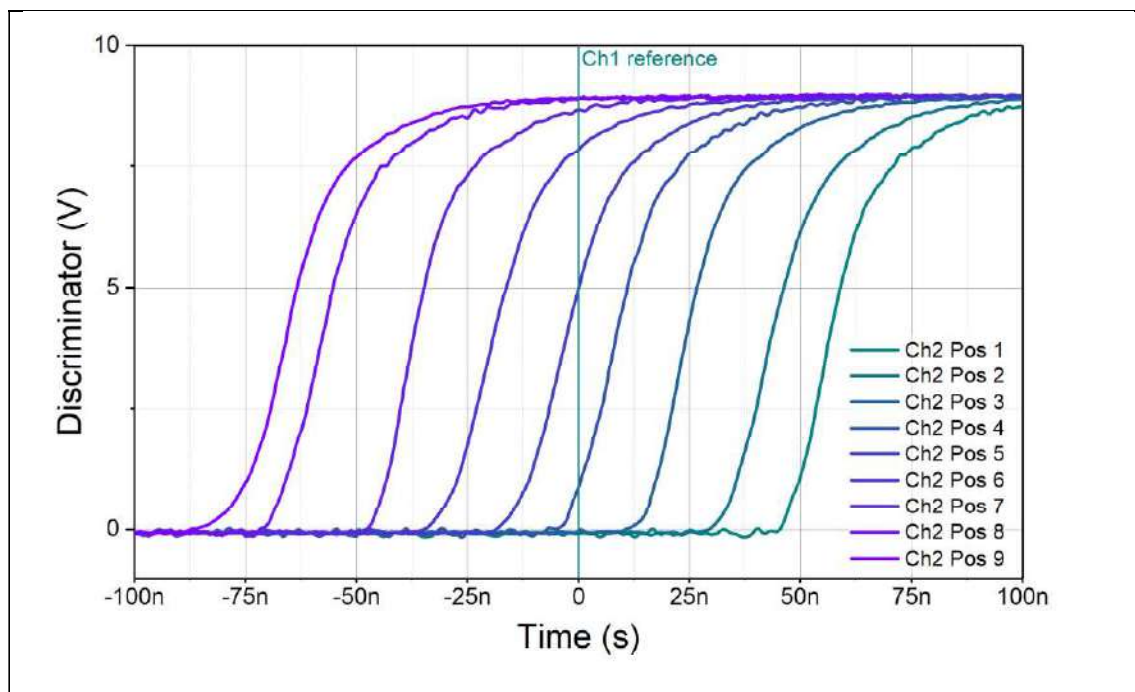


Fig. 4.2 Señales del discriminador del canal 2 con respecto al canal 1 para todas las posiciones.

4.2 Resultados del prototipo

Se realizaron medidas de diferencia de tiempo de cada posición, que se presentan en los histogramas de la Figura 4.3. Los histogramas consideran 10000 eventos con valores perdidos menores al 0,1 %. Todas las distribuciones poseen una forma cuasi-gaussiana con una desviación estándar $\sigma < 1,1$ ns. Existe un desplazamiento en las distribuciones de las posiciones -1, -3, +1 y +3 debido a la asimetría de la intensidad inyectada a los centelladores en las posiciones solapadas, concretamente porque en estas posiciones el haz láser atraviesa los centelladores superiores antes que los inferiores (véanse las Figuras 3.15b y c).

Se observa un solapamiento mínimo de las distribuciones entre posiciones adyacentes, imperceptibles en la escala del gráfico. Éste se relaciona con el tiempo de retardo del segmento y la diferencia entre el tiempo de subida de las señales del canal entrante. Por lo tanto, es posible asignar intervalos de diferencia de tiempo a cada posición, que pueden verse en líneas verticales segmentadas en la Figura 4.3. Como resultado, cada

diferencia de tiempo está relacionada con una de las posiciones. Nuevamente se puede observar una cierta simetría en las posiciones de ambos lados de la línea de retardo, pero con desviaciones respecto a lo esperado idealmente, manteniendo monotonicidad y no-linealidad. Si comparamos estos resultados con lo visto mediante simulaciones (Figura 3.5), se puede ver que el comportamiento no-lineal es similar, principalmente en lo referido al corrimiento en las posiciones mencionadas arriba. Por lo tanto, se puede asumir que la no-linealidad depende tanto de la intensidad inyectada a los centelladores, principalmente en las regiones solapadas, como del efecto de atenuación debido a la desadaptación de impedancia entre los segmentos de la línea de retardo y las líneas auxiliares.

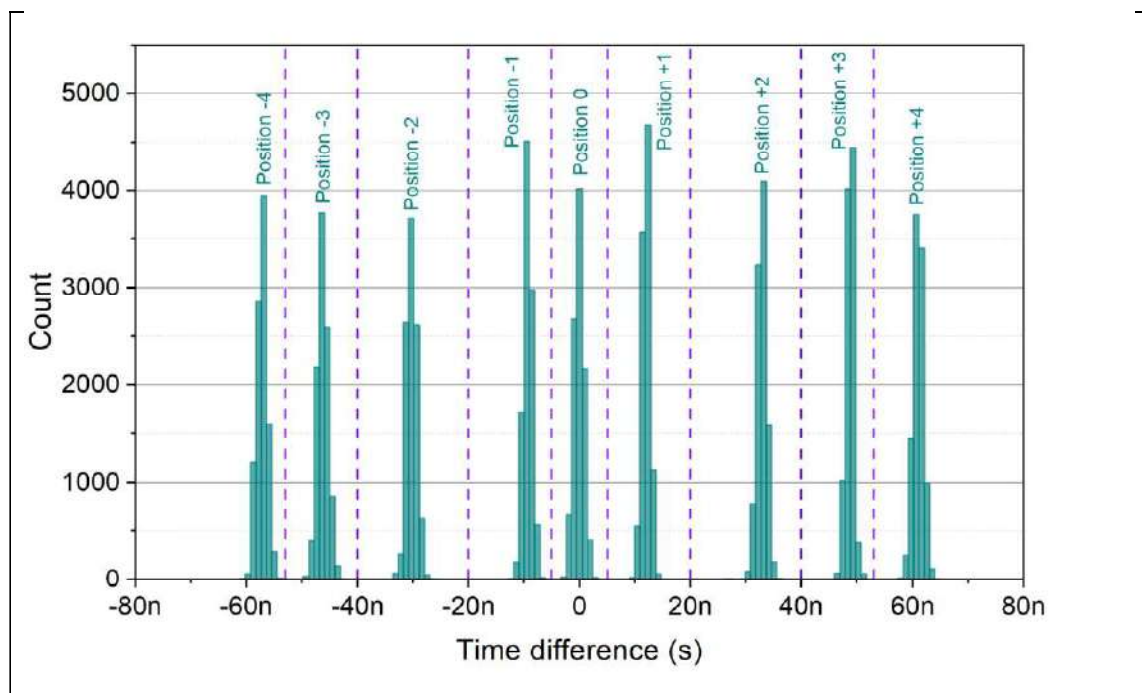


Fig. 4.3 *Histogramas de las mediciones de la diferencia de tiempo para las distintas posiciones del prototipo. Las líneas verticales segmentadas indican los límites del intervalo de diferencia de tiempo asociado a las posiciones.*

Por otro lado, es posible estimar la resolución espacial Δr del detector. Para esto se puede utilizar la diferencia de posición Δx entre la posición de medición x y la posición

de la fuente x_0 . Suponiendo una distribución gaussiana, la resolución espacial está dada por

$$\Delta r = \sqrt{\sigma_{\Delta x}^2 + \sigma_0^2} \quad (4.1)$$

donde $\sigma_{\Delta x}$ y σ_0 son la desviación estándar de la diferencia de posición y de la posición de la fuente, respectivamente. Suponiendo que la posición de la fuente posee una desviación σ_0 correspondiente al valor teórico de un detector segmentado, esto es $w/\sqrt{12}$ (Liang et al., 2020) (donde w es el ancho del elemento de resolución, 5 mm en este caso), y considerando que la desviación estándar promedio de las mediciones fue $\sigma_{\Delta x} = 0,193$ mm, la resolución espacial estimada del detector es $\Delta r = 1,456$ mm. A partir del análisis, el detector de lectura en tiempo discreto presentado posee siempre una resolución espacial peor que el detector segmentado ideal, pero con una diferencia relativa menor a un 1 % (con respecto al valor teórico $\Delta r = 1,443$ mm).

Considerando los valores promedio para las diferencias de tiempo de cada posición, es posible compararlos con los obtenidos mediante simulaciones. En la Figura 4.4 se puede observar similitud en el comportamiento de los datos, en particular, ambos presentan una relación monotonica entre la posición y diferencia de tiempo. Por otro lado, se puede ver que el comportamiento en dicha relación en ambos casos no es lineal. Estos comportamientos se pueden asociar al *walk* introducido por la utilización de discriminadores tipo *leading-edge* (Figura 1.5) puesto que la amplitud de la señal recibida por cada canal es dependiente del número de segmentos de retardo recorridos debido a las impedancias características de las líneas, según se establece en (3.1) y (3.2). Además, es posible observar que los valores simulados presentan una mayor diferencia de tiempo para las posiciones no solapadas. Esto se puede deber al efecto del *crosstalk* que no fue minimizado en la implementación utilizada y que no es considerado en las simulaciones.

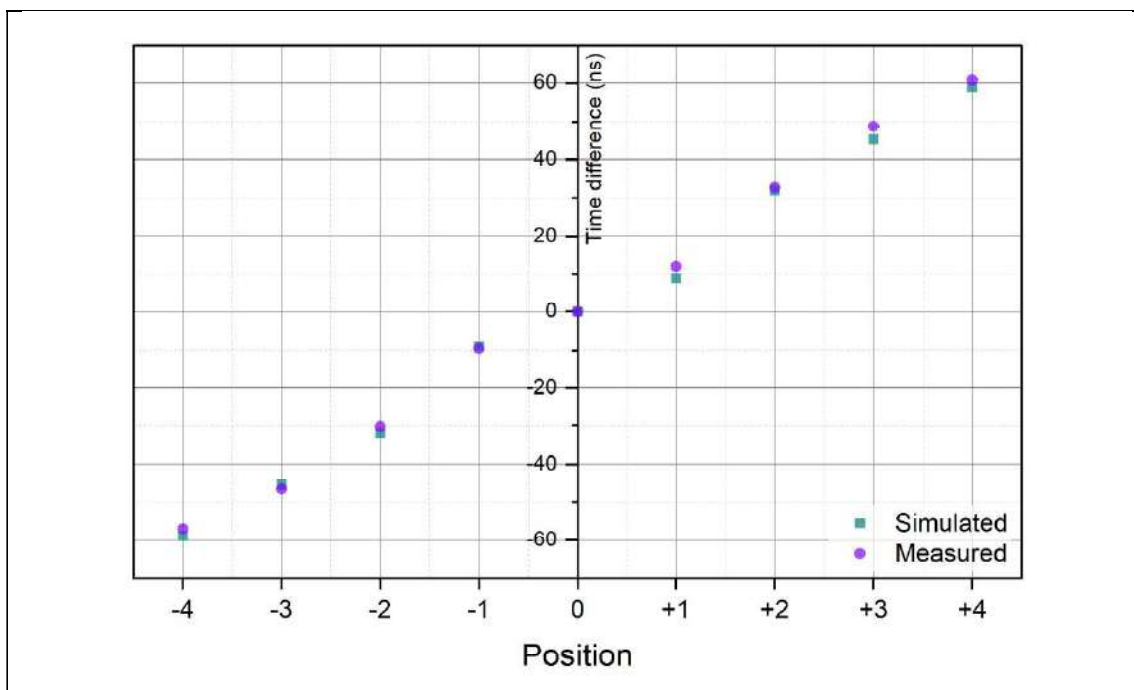


Fig. 4.4 Gráfico de la diferencia de tiempo en función de la posición para los casos medido y simulado.

Los resultados obtenidos mediante las pruebas preliminares y el prototipo indican que el concepto híbrido propuesto permite detectar la posición mediante la diferencia de tiempo entre las señales propagadas por la línea de retardo discreto. Sin embargo, estos resultados sólo comprueban la factibilidad para un bajo número de elementos de resolución y una suficiente cantidad de luz producida por los centelladores y sensada por los SiPMs.

5. APLICACIÓN A UN INSTRUMENTO FUNCIONAL

Esta sección abordará distintos aspectos relacionados a la implementación de un instrumento funcional para aplicaciones en experimentos de física de partículas. En específico, se analizarán los costos involucrados de un diseño optimizado, las limitaciones y consideraciones relacionadas a la estadística de los fotones y el escalamiento, se hará una revisión de las características que debe cumplir la electrónica de lectura basada en el tiempo, y se estudiarán topologías de circuitos para cubrir diferentes modificaciones que permitan mejorar el desempeño del sistema. Todos estos puntos se verán de una manera general con el fin de presentar las directrices para el desarrollo futuro de un instrumento funcional.

5.1. Análisis de costos

En esta sección, se presenta un análisis del costo del instrumento en función de la resolución espacial Δr y la longitud sensible específica (SSL) como variables de interés. Primero, la resolución espacial para el instrumento propuesto depende del ancho del elemento de resolución w . Sin embargo, es posible considerar una degradación de este parámetro debido al tamaño del instrumento, de tal manera que la resolución espacial puede ser expresada como

$$\Delta r = \frac{w}{\sqrt{12}} + \alpha D \quad (5.1)$$

donde D es el número de SiPMs y α es una constante que aumenta el valor de la resolución espacial en virtud de la disminución de la relación señal-a-ruido debido a los fenómenos de atenuación, desadaptación de las líneas y ruido electrónico. El parámetro α es ponderado por el parámetro D porque se asume que los fenómenos mencionados escalan linealmente con el número de segmentos de la línea de retardo que, a su vez, se relaciona con el número de SiPMs.

Como primera aproximación, se considerará solo el número de SiPMs D como elemento que influye en el costo del sistema, y $\alpha = 0$, así se cumple que el costo total será

$$C_T = P_D D \quad (5.2)$$

donde P_D es el precio de cada SiPM. Ahora es necesario expresar las variables en términos del número de SiPMs para estimar su costo. Para la resolución espacial

$$\Delta r = \frac{w}{\sqrt{12}} = \frac{a}{\sqrt{12}} \frac{1}{n} = \frac{a}{\sqrt{12}} \frac{1}{2D - 1} \quad (5.3)$$

donde w es el ancho del elemento de resolución, a es la longitud total del área activa, y n es el número de elementos de resolución. El factor $2D - 1$ está relacionado con el aumento de elementos de resolución por el solapamiento de centelladores. Para la SSL, a partir de (1.2) y (5.3), se obtiene

$$SSL = \frac{\sqrt{12}}{N} n = \frac{\sqrt{12}}{N} (2D - 1) \quad (5.4)$$

Claramente la dependencia de la SSL del número de detectores D es inversa a la de la resolución espacial Δr , esto por cómo está definida dicha cifra. A partir de las expresiones en (5.3) y (5.4) se observa que para mejorar la resolución espacial (mínimo Δr) y maximizar la SSL, para una dimensión sensible dada, es necesario aumentar el número de detectores y a su vez el costo del sistema.

El caso anterior, que no considera la degradación de la resolución espacial, no entrega suficiente información por ser un caso ideal. Utilizando $\alpha \neq 0$, (5.1) puede expresarse en términos de D y β ($\propto \alpha$), quedando de la siguiente manera

$$\begin{aligned}\Delta r &= \frac{w}{\sqrt{12}} + \alpha D = \frac{a}{\sqrt{12}(2D-1)} + \alpha D = \frac{a}{\sqrt{12}} \left(\frac{1}{(2D-1)} + \beta D \right) \\ &= \frac{a}{\sqrt{12}} \left(\frac{1 + 2\beta D^2 - \beta D}{2D-1} \right)\end{aligned}\quad (5.5)$$

donde

$$\beta \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\sqrt{12}}{a} \alpha$$

Con (5.5) se puede encontrar la SSL en función de los parámetros D y β

$$\text{SSL} = \frac{a}{\Delta r N} = \frac{a}{\frac{a}{\sqrt{12}} \left(\frac{1 + 2\beta D^2 - \beta D}{2D-1} \right) N} = \frac{\sqrt{12}}{N} \left(\frac{2D-1}{1 + 2\beta D^2 - \beta D} \right) \quad (5.6)$$

Para simplificar el análisis es de mayor utilidad emplear como parámetro $\beta' = \beta^{-1}$, puesto que este parámetro es directamente proporcional al costo del sistema. Esto porque se espera que para mejorar la resolución se requiere reducir β mediante el uso de mejores dispositivos, lo que implica un mayor costo. Las expresiones quedan entonces de la siguiente forma:

$$\Delta r = \frac{a}{\sqrt{12}} \left(\frac{\beta' + D(2D-1)}{\beta'(2D-1)} \right) \quad (5.7)$$

$$\text{SSL} = \frac{\sqrt{12}}{N} \left(\frac{\beta'(2D-1)}{\beta' + D(2D-1)} \right) \quad (5.8)$$

Nuevamente las expresiones muestran un comportamiento inverso respecto de los parámetros que influyen en el costo del sistema. Particularmente, para minimizar la resolución espacial y maximizar la SSL es necesario maximizar Q

$$Q \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\beta'(2D - 1)}{\beta' + D(2D - 1)} \quad (5.9)$$

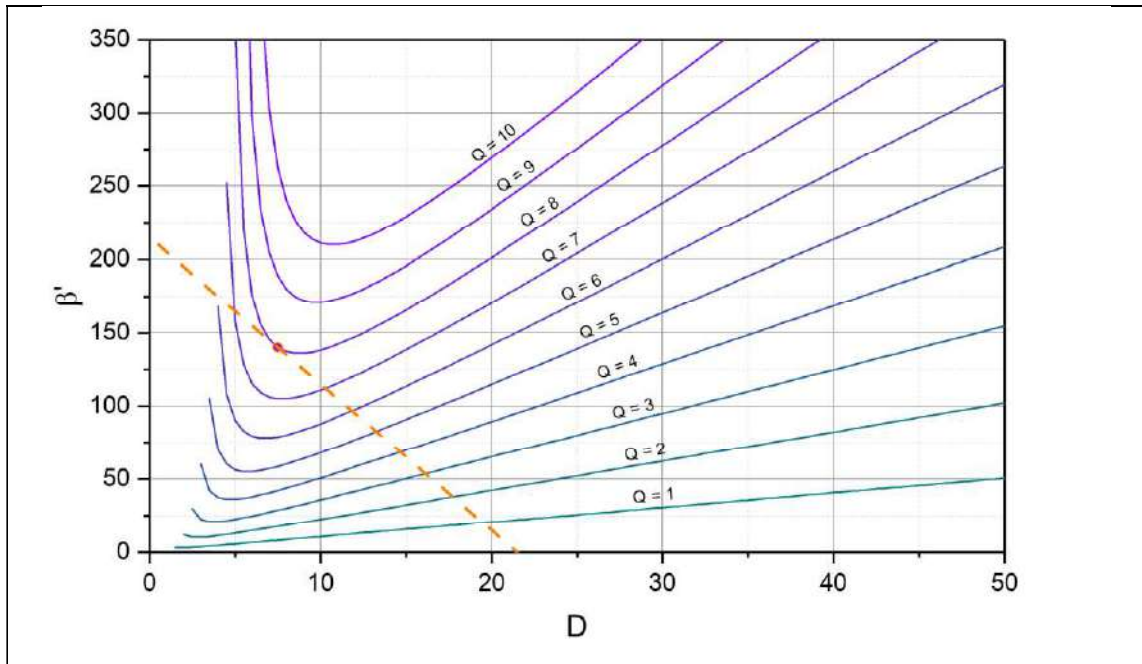


Fig. 5.1 Curvas de indiferencia en función del número de detectores D según la expresión de la Ecuación (5.10). La recta anaranjada segmentada corresponde a un ejemplo de optimización de los parámetros para un presupuesto dado.

Para este caso el costo del sistema está relacionado con un aumento del número de detectores D y con una reducción (aumento) de β (β'), donde en este último parámetro se está considerando el costo al mejorar tanto las líneas de retardo (menor pérdida, menor ruido) como la electrónica de los canales de lectura (mayor relación señal-a-ruido, mayor velocidad). De (5.9) es posible encontrar la relación entre los valores D y β' que mantienen Q constante

$$\beta' = \frac{D(2D - 1)Q}{2D - 1 - Q} \quad (5.10)$$

A partir de esta expresión se puede obtener la familia de curvas de indiferencia (Varian, 1992), las que se pueden ver en la Figura 5.1.

Se puede observar que para valores altos de D (un gran número de SiPMs) las curvas aumentan en β' linealmente con D , donde la pendiente es mayor según mayor sea el valor de Q . También, se puede observar un mínimo para cada curva de indiferencia cercano a valores pequeños de D , es decir, para un bajo número de SiPMs, y que dicho mínimo aumenta en D conforme aumenta Q . A partir de esto se puede decir que sólo se puede optimizar la resolución espacial y la SSL para instrumentos que usan un menor número de SiPMs. Por otro lado, si consideramos que el costo varía linealmente con el precio de los parámetros P_D y $P_{\beta'}$, éste se puede expresar como

$$C_T = P_D D + P_{\beta'} \beta' \quad (5.11)$$

Normalizando respecto al costo de un SiPM, se simplifica a

$$C'_T = D + \frac{P_{\beta'}}{P_D} \beta' \quad (5.12)$$

Ahora bien, si se encuentra la relación entre el precio $P_{\beta'}$ y el precio P_D , se puede encontrar el precio relativo y, considerando las curvas de indiferencia y una restricción presupuestaria, obtener los parámetros D y β' óptimos. En la Figura 5.1 se observa un ejemplo en que la curva anaranjada segmentada optimiza los parámetros (punto tangente). para un presupuesto dado.

De los resultados anteriores se puede concluir que para reducir la resolución espacial y aumentar la SSL es necesario gastar una mayor proporción en el parámetro β' , es decir, mejorar lo correspondiente a la razón señal-a-ruido.

Este análisis ha encontrado el comportamiento general para la optimización de los parámetros para obtener el mejor desempeño dada una restricción presupuestaria bajo fuertes aproximaciones. Es necesario ahondar en valores reales y evaluar el impacto real del efecto del ruido, atenuación y desadaptación de líneas en la resolución espacial para

estimar de mejor manera los parámetros involucrados y su optimización, en particular, el parámetro β' .

5.2. Limitaciones y consideraciones

En distintas etapas de transformación de la información sobre la posición de la partícula a una señal eléctrica se introduce inevitablemente ruido y *jitter*. La resolución temporal alcanzable por los instrumentos que usan centelladores está limitada por la dispersión temporal óptica y electrónica causada por los componentes del instrumento, y por la distribución temporal de los fotones que contribuyen a la formación de señales eléctricas. Esta última depende del número de fotones registrados y se denomina estadística de recuento de fotones (Moskal et al., 2016). A continuación, se hará una revisión de estos aspectos mencionando cómo podría impactar en la arquitectura propuesta, agregando un estudio del escalamiento de diseño utilizado en relación con el efecto de las líneas de retardo.

5.2.1. Resolución temporal

Distintos factores afectan la resolución temporal alcanzable en un instrumento, lo que, a su vez, impacta en la resolución espacial. En un primer caso, la geometría de los bloques centelladores utilizados influye en la señal entregada por los SiPMs. El uso de una relación de aspecto alargada de los bloques impone ineficiencias en la transferencia de luz de los fotones generados y distorsión temporal causada por las diferentes trayectorias de los fotones debido a la emisión isotrópica de ellos. Esta es una de las consideraciones más importantes para los instrumentos basados en ToF. Además, la profundidad de interacción (DOI), que es el punto donde se produce la conversión de energía de la partícula a luz, añade distorsión temporal debido a la disminución de la velocidad por el valor del índice de refracción del medio (Lecoq et al., 2020).

Por otro lado, el material que compone el centellador influye en la resolución. El perfil de distribución temporal de los fotones generados por el proceso de centelleo está determinado por los tiempos de subida τ_r , tiempos de decaimiento τ_d , y rendimiento

lumínico efectivo (rendimiento lumínico intrínseco, ILY, corregido por las pérdidas por transporte de luz) (Lecoq et al., 2020). Estos valores limitan la resolución temporal teórica. Una de las limitaciones más importantes es el tiempo de subida, que resulta del propio mecanismo de producción de luz en el centellador y de la dispersión en el tiempo de tránsito de los fotones desde el punto de emisión hasta el fotodetector a través de diferentes modos de propagación (Lecoq et al., 2010). La consecuencia de ésta es una tasa reducida de los fotones detectados en la fase inicial del pulso luminoso, que tiene el mismo efecto en la resolución temporal que una salida de luz reducida. Tomando los parámetros mencionados, para detectores PET, por ejemplo, la fotoestadística indica que la resolución temporal de coincidencia (CTR) se relaciona con estos parámetros mediante $CTR^2 \propto \tau_r \tau_d / ILY$. Existen límites para las mejoras en el ILY dados por la conservación de la energía y en el τ_d por las transiciones permitidas del material centellador (Lecoq et al., 2020).

Para el caso de la arquitectura presentada no es necesario considerar la dispersión temporal debido al transporte de fotones en el interior de los centelladores, puesto que al tener tamaños del orden de 1 cm este efecto se puede despreciar (Moskal et al., 2016). No obstante, para el desarrollo de instrumentos bidimensionales y/o que utilicen centelladores de mayor tamaño para abarcar áreas mayores, las fluctuaciones del tiempo de tránsito debido a las reflexiones al interior del centellador deben considerarse para la optimización de la resolución espacial (Hoischen et al., 2011; Sipp & Mieke, 1974). Considerando el material de los centelladores utilizados en esta investigación, los parámetros que lo caracterizan corresponden a $\tau_r = 0,9$ ns, $\tau_d = 2,1$ ns y una producción de fotones de 10000 fotones/MeV e^- (Eljen Technology, 2023), que es aproximadamente 20000 fotones por centímetro. La mejor resolución temporal puede obtenerse utilizando centelladores plásticos debido a que sus tiempos de decaimiento son muy rápidos (Ermis et al., 2014). La tecnología actual permite, por ejemplo, un valor de CTR de 30 ps FWHM mediante el uso de estos centelladores (Lecoq et al., 2020), por lo que el diseño y arquitectura propuesta permite un grado de optimización al elegir mejores centelladores plásticos, mejorando la resolución temporal y, a su vez, la resolución espacial, o reduciendo el

tamaño de la línea de retardo necesaria para discriminar entre la activación de los distintos SiPMs.

5.2.2. SiPM y electrónica de lectura

La aparición de los fotodetectores de estado sólido (SiPM) permitió un avance importante en el diseño y construcción de mejores detectores (Corsi et al., 2006), lo que se puede ver, en particular, en instrumentos para el área médica (Gundacker et al., 2020). Los dos parámetros más importantes de los SiPM que deben mejorarse para lograr la máxima resolución temporal (relacionada con la espacial) son la resolución temporal de fotón único (SPTR) y la eficiencia de detección de fotones (PDE) (Lecoq et al., 2020). La SPTR corresponde a la capacidad de un SiPM para etiquetar temporalmente la llegada de fotones individuales (Amoedo, 2023), mientras que la PDE es la eficiencia con la que se pueden detectar los fotones de una longitud de onda determinada, es decir, es el factor de conversión total de fotones a número de fotoelectrones detectables (Otte et al., 2006). Este parámetro está relacionado al factor de llenado geométrico (*geometrical fill-factor*), la eficiencia cuántica, y la probabilidad de iniciar una ruptura eléctrica (Eckert et al., 2010).

La PDE de los dispositivos modernos alcanza valores de hasta el 60% para los SiPM con diodos de avalancha de fotón único (SPAD) de gran tamaño (Lecoq et al., 2020). Esto hace que la mejora de este parámetro sea limitada por el desarrollo tecnológico de los SiPMs. Es por esto que la SPTR es el único parámetro que todavía puede ser mejorado. Por ejemplo, si se hace una revisión del rendimiento del CTR en los PET para diferentes SiPM analógicos disponibles en el mercado, se puede ver una variación considerable en función del SPTR (mejoras de alrededor de un 20%) (Lecoq et al., 2020). En la actualidad, el mejor SPTR intrínseco medido con SiPM analógicos modernos es de 70 ps FWHM, lo que permite proyectar bastante margen de mejora, especialmente en vista de la detección rápida de fotones (Lecoq et al., 2020).

Por otro lado, la electrónica de lectura debe responder de manera adecuada a las señales rápidas proporcionadas por el SiPM acoplado al centellador. En los sistemas analógicos, esto implica un bajo nivel de ruido electrónico y un ancho de banda muy

elevado para no perder información temporal de la señal. Recientemente se ha demostrado que son necesarios anchos de banda de 1,5 GHz para beneficiarse de un SPTR muy alto y una emisión de centelleo rápida para lograr mejor resolución temporal aplicando la discriminación temporal tipo *leading-edge* de la señal amplificada. Además, se ha demostrado que el ruido electrónico tiene que ser inferior a 5% de la señal de fotón único del SiPM (Lecoq et al., 2020). Estos puntos son especialmente importantes para sistemas que necesitan resoluciones temporales del orden 10 ps en el caso analógico (Lecoq et al., 2020).

Para el caso de la implementación propuesta, es posible seleccionar un SiPM que aumente la cantidad de luz colectada y que, a su vez, produzca una señal de mayor amplitud. Esto es necesario puesto que en pruebas de laboratorio en donde se busque detectar partículas, la luz producida por los centelladores es mucho menor que la inducida por el láser en las pruebas del prototipo. Es así como en el mercado se encuentran SiPMs que, para el tamaño de elemento de resolución utilizado, permiten colectar mayor cantidad de luz debido a su mayor área. Un ejemplo de éstos son otros SiPMs de la misma serie que el utilizado para la prueba de concepto y prototipo, los SiPMs 300XX y 600XX, con áreas de 3×3 y 6×6 mm², respectivamente (Onsemi, 2022). Estos SiPMs presentan en todos sus formatos una mayor PDE y ganancia, sin embargo, para implementaciones en ambientes de laboratorio es necesario considerar que éstos presentan una mayor corriente oscura, un mayor *risetime* y ancho de pulso, y una mayor capacitancia. Dichos parámetros influyen en la resolución temporal e impactan directamente en la electrónica de lectura y línea de retardo a utilizar. Por otro lado, para las pruebas realizadas en este estudio se utilizó la salida lenta (*slow output*) en la implementación propuesta, debido a las escalas de tiempo de los dispositivos e instrumentos utilizados. Esto hace posible mejorar el desempeño relacionado a la resolución temporal utilizando la salida rápida (*fast output*) que proporcionan estos SiPMs, reduciendo el *risetime* de las señales a alrededor de 370 ps (SensL, 2019).

Respecto a la electrónica de lectura, hay que considerar los resultados obtenidos respecto a los intervalos de diferencias de tiempo y su relación con las distintas posiciones (Figuras 4.3 y 4.4). En primer lugar, las diferencias de tiempo mayores para las posiciones extremas aumentan el *dead time* del detector, lo que hace que la utilización de la implementación presentada no sea apta para aplicaciones en las que se necesita una alta tasa de muestreo. Teóricamente es posible reducir estos tiempos mediante el uso de retardos discretos de menor tiempo, sin embargo, es posible ver que los valores medios de diferencia de tiempo están determinados fuertemente por el *walk* introducido por los discriminadores tipo *leading-edge* (la diferencia para las posiciones extremas es alrededor de 60 ns mientras que el tiempo de retardo máximo de la línea es 30 ns). Para eliminar este efecto es posible utilizar un discriminador tipo *constant-fraction*, ya que éste elimina el *walk* temporal dependiente de la amplitud para señales con tiempos de subida constantes, resultando en una resolución temporal mejor que la de un discriminador tipo *leading-edge* (Ortec, n.d.). Por otro lado, si se busca utilizar el *fast output*, es necesario modificar la placa del prototipo, adaptándola para optimizar el ancho de banda y no degradar la señal, además de adecuar los distintos parámetros temporales del sistema (Tabla 5.1).

Finalmente, futuras modificaciones permitirán optimizar la implementación propuesta utilizando otros valores de impedancia tanto para los retardos discretos como para las líneas auxiliares, modificando la forma de los pulsos y preservando la amplitud de la señal. También es posible utilizar dispositivos como los *circulators*, pasivos (Fay & Comstock, 1965; Kim et al., 2006) o activos (Mung & Chan, 2019), para reducir las reflexiones a lo largo de la línea de retardo, aumentando la amplitud de la señal que llega a los canales de lectura y reduciendo el *dead time* acrecentado por las reflexiones. Además, el uso de una etapa de preamplificación que acompañe a cada SiPM ubicada antes de la línea de retardo discreta puede aumentar la amplitud de la señal y lograr una mejor adaptación. Para esto es posible utilizar una topología basada en transistores BJT que preserven el *rise time* y la razón señal-a-ruido (Yuan, 2006).

Tabla 5.1 *Tiempo característico de diferentes parámetros de los elementos que componen el sistema.*

Parámetro del sistema	Tiempo característico (ns)
Rise time pulso láser	< 20
Ancho de pulso centellador	2,5
Rise time pulso centellador	0,9
Ancho de pulso SiPM (slow output)	~ 20
Rise time SiPM (slow output)	~ 1,5
Ancho de pulso SiPM (fast output)	0,6
Rise time SiPM (fast output)	0,3
Retardo segmento de línea discreta	7,5
Rise time pulso discriminador	50

5.2.3. Tamaño y línea de retardo

Para el estudio del escalamiento de la implementación propuesta, se realizó una simulación considerando nueve bloques centelladores, cada uno con su respectivo SiPM. Se utilizó una línea de retardo discreta con ocho segmentos de 7,5 ns (presentando un retardo total de 60 ns), y líneas auxiliares y conexiones con los módulos de lectura idénticas a las empleadas en el prototipo. La relación entre las diferencias de tiempo y las distintas posiciones bajo las mismas condiciones de detección (forma de onda, *threshold*, etc.) se pueden ver en la Figura 5.2. Es posible observar que la relación para este número de elementos de resolución presenta una pérdida de la monotonicidad para posiciones alejadas del centro (cercanas a los módulos de lectura), y, en particular, las posiciones solapadas presentan una menor diferencia de tiempo que las posiciones que solo activan un único SiPM. Lo anterior es claramente debido al *walk* introducido por la diferencia de amplitud relacionada con una mayor inyección de energía para las posiciones solapadas.

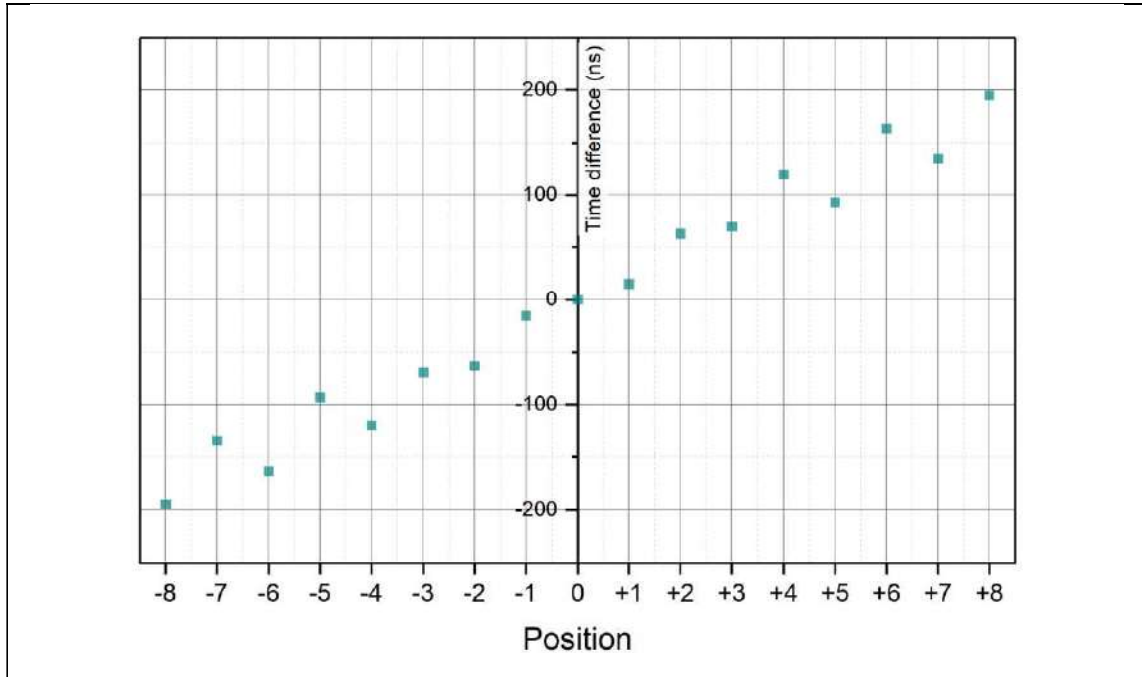


Fig. 5.2 Gráfico de la diferencia de tiempo en función de la posición obtenido mediante una simulación del sistema para 17 elementos de resolución.

Considerando el comportamiento observado, aún es posible discriminar la posición si se definen intervalos de diferencias de tiempo adecuadas y el ancho de las distribuciones (incerteza) se mantiene dentro de esos intervalos. Sin embargo, es preferible mantener la monotonicidad, tanto por temas de facilidad de análisis, como para que las detecciones que estén fuera de cada intervalo se consideren como posiciones adyacentes. Es posible estudiar mediante simulaciones la viabilidad de recuperar la monotonicidad e incluso, aumentar la linealidad de la relación, mediante la variación de ciertos parámetros del sistema. Los parámetros que a continuación se revisarán corresponden a la longitud de los segmentos de la línea de retardo, relacionados con el retardo mismo, y el nivel de *threshold* de los discriminadores tipo *leading-edge*, que afecta el *walk* de la señal.

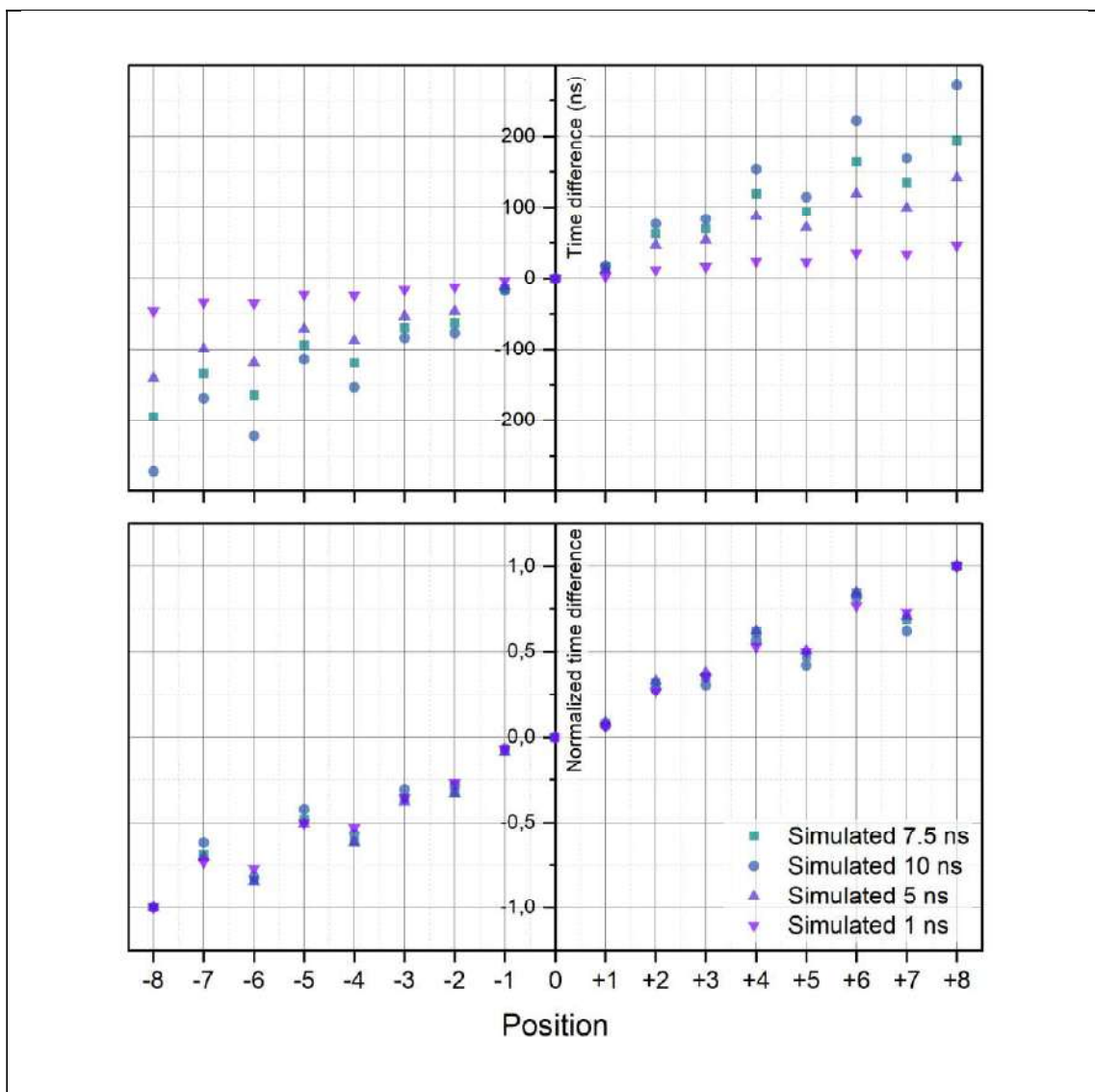


Fig. 5.3 Gráfico de la diferencia de tiempo en función de la posición, obtenido mediante simulación para distintos valores de longitud (retardo) de los segmentos de la línea de retardo discreta. Arriba valores absolutos, abajo valores normalizados al valor máximo por valor de longitud.

Para el primer caso se estudió la variación de la longitud de los segmentos de la línea de retardo, utilizando retardos de 1, 5, y 10 ns y comparando las diferencias de tiempo obtenidas con el valor original de 7,5 ns. Los valores obtenidos se pueden ver en la Figura 5.3. Se observa que un menor retardo impacta en la relación entre la diferencia de tiempo y posición, de tal manera que al disminuir el retardo, disminuye la diferencia

de tiempo. Para los extremos la variación en la diferencia de tiempo va de aproximadamente 272 ns para un retardo de 10 ns, a 46 ns para un retardo de 1 ns. Este comportamiento es el esperado, puesto que al reducir el tiempo de los retardos se reduce el tiempo de propagación de las señales, tal como se puede ver en la Sección 3.1. Como la diferencia máxima de tiempo introducida sólo por la línea de retardo para el caso de secciones de 1 ns sería 8 ns (son ocho secciones), la relación entre las diferencias de tiempo y posición para este caso se debe mayoritariamente al efecto del *walk* introducido por las diferencias de amplitud por la desadaptación de impedancias. En el gráfico normalizado de la Figura 5.3 se puede ver que el comportamiento no-lineal y la no-monotonicidad se reduce para retardos menores. Sin embargo, su influencia no es suficiente para corregir dicho fenómeno puesto que los valores presentados ya son suficientemente bajos en relación a la dispersión en los tiempos medidos.

Por otro lado, en el segundo caso se estudió la variación de la relación para distintos niveles de *threshold* del discriminador. Se utilizaron niveles del 90%, 75%, 50% y 25% del nivel original (Figura 5.4). Los valores obtenidos muestran una disminución de la diferencia de tiempo respecto a cada posición conforme se reduce el nivel del *threshold*. Este comportamiento coincide con lo esperado, puesto que al reducir el nivel, el efecto del *walk* se reduce, disminuyendo los tiempos registrados. Además, se puede ver en el gráfico normalizado de la Figura 5.4 que una reducción del nivel de *threshold* corrige la falta de monotonicidad introducida por el solapamiento, logrando incluso aumentar la linealidad de la relación. Este fenómeno se debe a que, al reducir el nivel, y a su vez el *walk*, las diferencias de tiempo se hacen menos dependientes de la amplitud de la señal. Un ajuste lineal para un threshold del 25% presenta una pendiente que corresponde a una diferencia de tiempo de 11,2 ns por posición, valor que es cercano al límite ideal de 7,5 ns por posición.

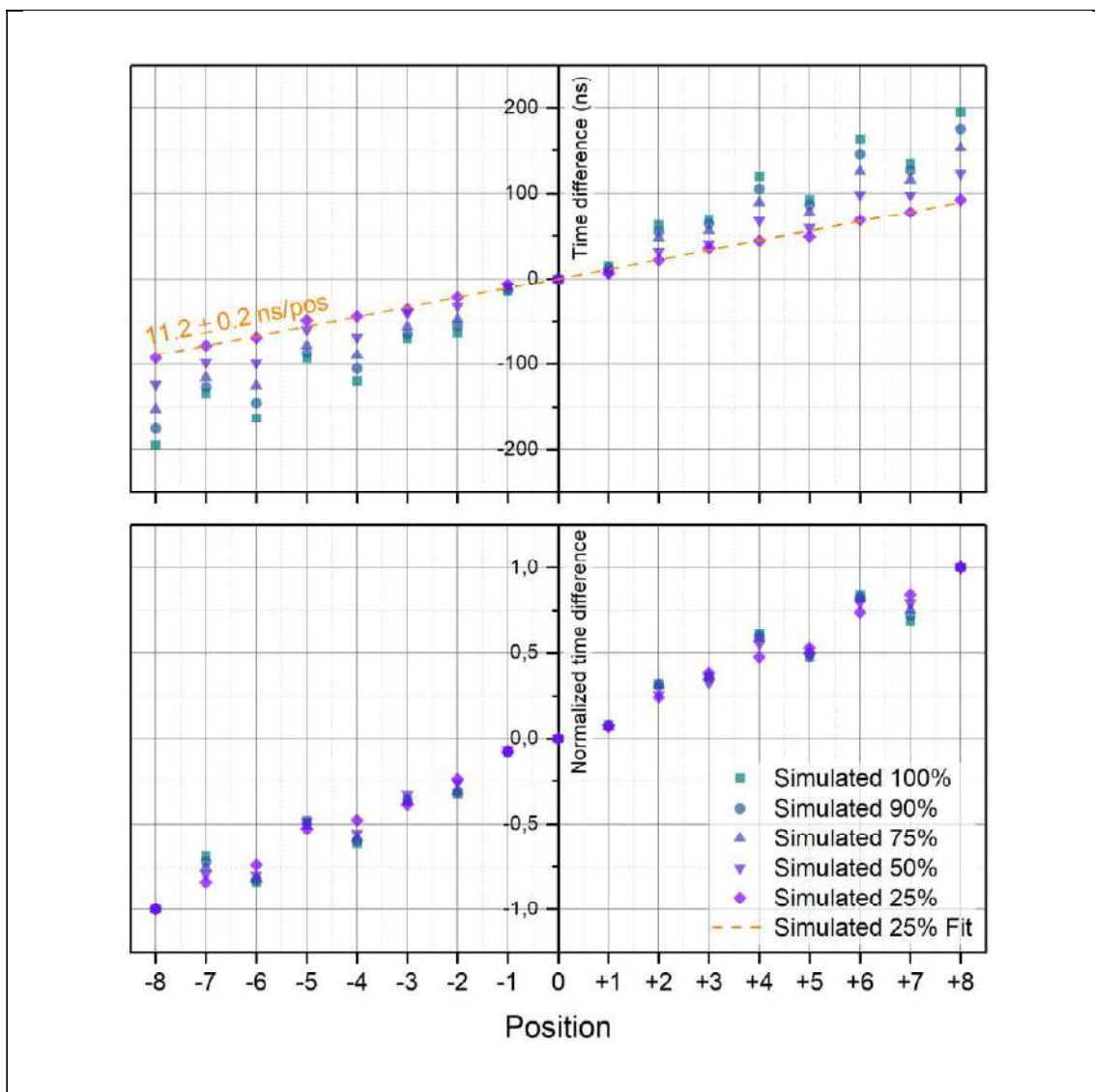


Fig. 5.4 Gráfico de la diferencia de tiempo en función de la posición, obtenido mediante simulación para distintos niveles de threshold de los discriminadores. Arriba valores absolutos, abajo valores normalizados al valor máximo por nivel de longitud.

Se realizó un último estudio relacionado al efecto de la absorción de energía por parte del centellador superior en las posiciones solapadas. La importancia de este efecto radica en que, para el caso de partículas mínimamente ionizantes, no necesariamente hay una pérdida considerable de energía que implique una menor inyección de energía en el bloque inferior. Los resultados para los casos con absorción (correspondiente al prototipo

presentado y los casos anteriores) y sin absorción se pueden ver en la Figura 5.5. Como es esperable, las diferencias de tiempo para las posiciones no solapadas son idénticas en ambos casos. No obstante, en las posiciones solapadas, los valores de éstas disminuyeron. Esta disminución de tiempo hace que la pérdida de monotonicidad se alcance para posiciones más cercanas al centro que en el caso con absorción. La disminución de estos valores se debe al *walk*, puesto que al ingresar una mayor energía al sistema, la amplitud de las señales que llegan a cada extremo es mayor, reduciendo los tiempos discriminados. Una observación importante que se puede extraer del gráfico corresponde a que, en el caso sin absorción, las posiciones solapadas y no solapadas tienen cada una un comportamiento continuo no-lineal independiente. Este fenómeno indica preliminarmente que ambos casos se pueden estudiar por separado en base a lo presentado en la Sección 3.2 respecto a las reflexiones.

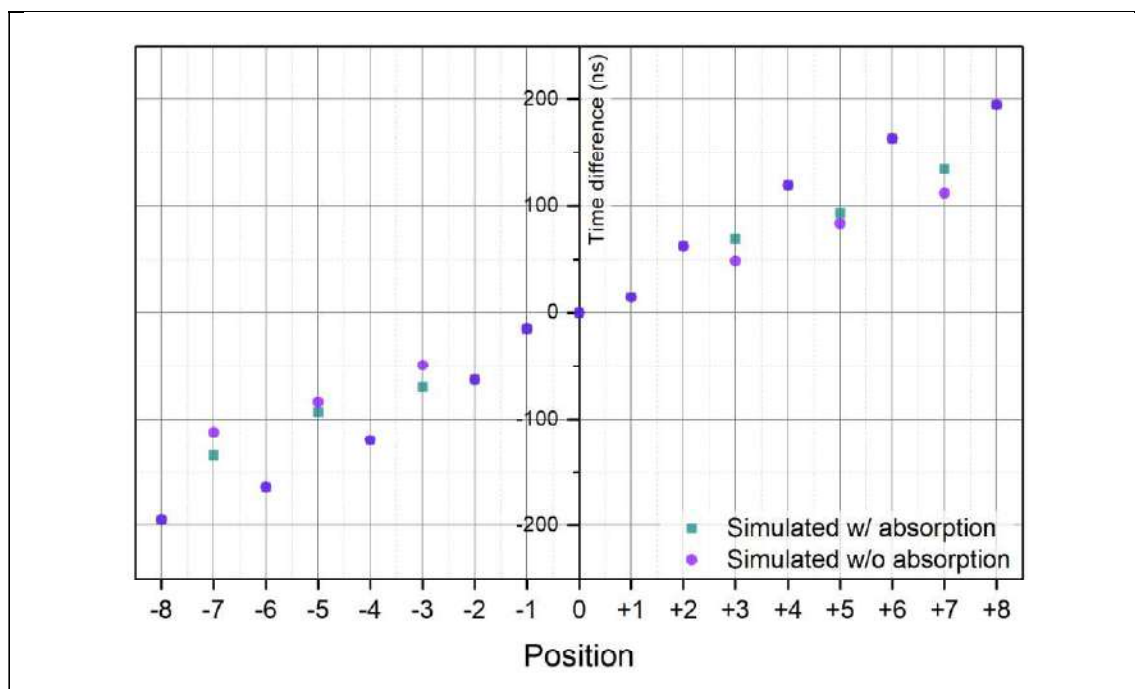


Fig. 5.5 Gráfico de la diferencia de tiempo en función de la posición obtenidos mediante simulación considerando si existe o no absorción de energía de los bloques centelladores superiores en las posiciones solapadas.

En suma, un aumento del número de elementos de resolución produce una pérdida en la monotonidad en la relación entre la diferencia de tiempo y la posición. Este fenómeno se puede corregir levemente reduciendo el tiempo de los retardos discretos y mayormente reduciendo el nivel del *threshold* de los discriminadores. Hay que tomar en consideración que las correcciones que se pueden introducir con estos fenómenos están limitadas por la resolución espacial del instrumento, ya que la dispersión de las distribuciones y el *jitter* están relacionados a dichos parámetros. Finalmente, la falta de monotonidad es mayor para los casos en que la inyección de energía es igual en ambos centelladores en las posiciones solapadas, por lo que hay que considerar las correcciones mencionadas con mayor interés.

5.3. Electrónica basada en el tiempo

El rápido escalamiento de la tecnología CMOS ha provocado un fuerte aumento de la resolución temporal y una reducción continua de la resolución en señales de voltaje (Szyduczyński et al., 2023). En consecuencia, los circuitos electrónicos basados en el tiempo (*time-mode circuits*) ofrecen una forma viable y de tecnología sencilla para reducir la degradación del rendimiento inducida por el escalamiento de los sistemas de modo mixto (Yuan, 2016). Este tipo de circuitos utiliza variables temporales, es decir, utilizan una señal modulada por ancho de pulso (*pulse-width-modulated signal*) cuyo ancho es directamente proporcional a la amplitud de la señal que representa. Una variable de tiempo posee una característica de dualidad única: es una señal analógica, ya que la amplitud continua de la señal analógica está representada por la duración del pulso, y también es una señal digital, ya que la amplitud es binaria. La dualidad de las variables temporales les permite realizar el tratamiento de señales analógicas en un entorno digital, característica que las diferencia de las variables puramente analógicas y digitales (Yuan, 2016). Los circuitos basados en el tiempo representan una señal analógica utilizando la diferencia entre los instantes de tiempo en los que se producen dos eventos digitales (en vez de diferencias de voltaje o corriente), en donde, idealmente, la diferencia de tiempo es linealmente proporcional a la amplitud de la señal analógica (Yuan, 2016) (Figura 5.6).

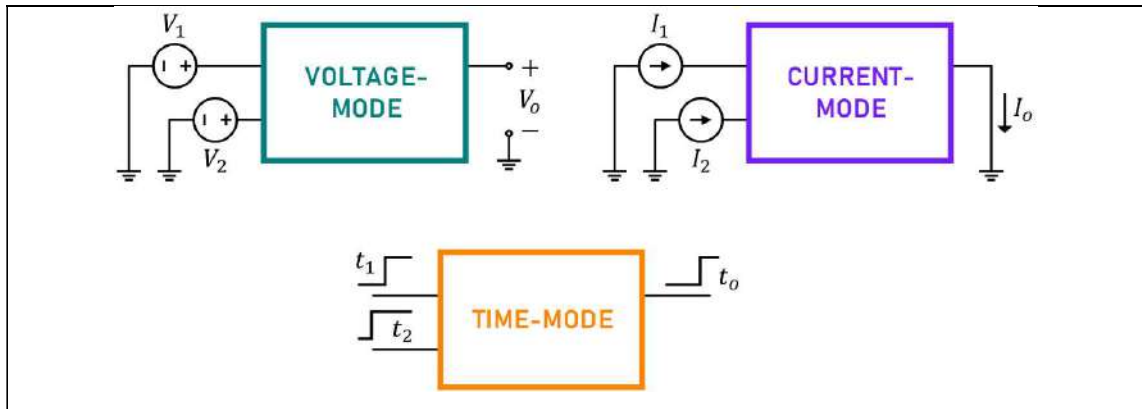


Fig. 5.6 Tipos de modos de señal (basado en (Ravinuthula et al., 2009)).

Así como los circuitos analógicos basados en voltaje o en corriente se construyen a partir de distintos bloques, en los circuitos basados en el tiempo también es posible encontrar bloques característicos que cumplen distintas tareas para conformar un sistema complejo. Algunas de las funciones que cumplen dichos bloques son la interconexión con circuitos basados en otras variables (como voltaje o corriente), amplificación temporal, realización de operaciones aritméticas temporales, cuantización temporal o conversión de tiempo a digital y de digital a tiempo. A continuación, se describirán algunos de estos bloques en función de los que pueden ser necesarios para la implementación estudiada.

5.3.1. Amplificadores de tiempo

De forma similar a un amplificador de voltaje que amplifica una señal de voltaje, un amplificador de tiempo amplifica una variable temporal. La amplificación de tiempo es a menudo necesaria en aplicaciones tales como la medición precisa del ancho de un pulso estrecho. También puede emplearse para cuantificar con precisión la salida de detectores de fase basados en TDC (*Time to Digital Converters*) en las proximidades del estado de sincronización para establecer una sincronización de fase de precisión. Los amplificadores de tiempo desempeñan un papel fundamental en la mejora de la resolución de los circuitos basados en el tiempo. Al igual que los amplificadores de voltaje, la ganancia y la linealidad son las especificaciones de diseño más importantes. Para la digitalización de tiempo de

alta velocidad, el ancho de banda de los amplificadores de tiempo también es de gran importancia (Yuan, 2016).

5.3.2. Conversores tiempo a digital

Los TDC son circuitos que producen un código digital en función de una variable temporal. El uso de los TDC en la investigación de la ciencia nuclear se remonta a la década de 1970. La aplicación de los TDC abarca entre otros, instrumentos de pruebas automáticas, ToF y mediciones de *jitter* temporal (Elshazly et al., 2014). Al igual que los conversores analógico-digitales, el rendimiento de los TDC se cuantifica mediante una serie de parámetros como la SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) y la SNDR (*Signal-to-noise -plus-distortion ratio*) para los *noise-shaping* TDCs, y la DNL (*differential nonlinearity*) y la INL (*integral nonlinearity*) para los TDC de muestreo. Para comparar el desempeño de las diferentes arquitecturas de TDCs, la cifra de mérito más utilizada es el consumo de energía por paso de conversión (Yuan, 2016).

Lo contrario de la conversión tiempo-digital es la conversión digital-tiempo (DTC). Los DTC se emplean para convertir una señal digital en una variable de diferencia de tiempo (Roberts & Ali-Bakhshian, 2010). Un DTC asume un papel similar al de un convertidor digital-análogo en convertidores analógico-digitales (ADC) de aproximación sucesiva en modo voltaje o moduladores $\Delta\Sigma$ multibit (Yuan, 2016).

5.4. Mejora del desempeño

Para el desarrollo de un instrumento que sea funcional en ambiente de laboratorio y considerando subsanar las limitaciones encontradas en el prototipo, como las que aparecen al escalar el área activa y al considerar los procesos estadísticos involucrados en la detección de partículas, se hace necesario hacer una revisión de distintas etapas que permitan mejorar el desempeño. A continuación, se presentarán posibles implementaciones y modificaciones al prototipo que pueden abordar dichos problemas, desde el punto de vista de la electrónica.

5.4.1. Preamplificador

Respecto a la etapa de preamplificador, en el prototipo presentado se encuentra en las salidas de la línea de retardo discreta (Figura 5.7a). Sin embargo, es posible poner esta etapa en otras posiciones del sistema, lo que abre la posibilidad a mejorar el comportamiento del instrumento. Dos modificaciones que se proponen son las que se pueden observar en la Figura 5.7. En la primera implementación (Figura 5.7b) se utiliza un preamplificador conectado directamente al SiPM. La ventaja de este caso es que se puede utilizar una topología de preamplificación rápida y convencional correctamente adaptada a la línea de transmisión auxiliar. Por otro lado, esta distribución puede eliminar las reflexiones producidas por la impedancia del SiPM desadaptada con la de la línea auxiliar, reduciendo el *walk* y a su vez la no monotonicidad de la relación entre la posición y la diferencia de tiempo. Una desventaja de esta implementación es que el módulo de preamplificación debe estar posicionado cerca del SiPM, aumentando el esfuerzo en su protección frente a radiación (Fedyakin & Gilitsky, 1994) y en el diseño mecánico. La segunda modificación propuesta (Figura 5.7c) utiliza la etapa de preamplificación posterior a la línea auxiliar y conectada directamente con la línea de retardo discreto. Para este caso, es necesario adaptar la impedancia de la línea auxiliar con la entrada del preamplificador (Spieler, 1982). Para esto se utiliza un *transmission line transformer*, puesto que evita utilizar cargas resistivas que inyectan ruido y permite trabajar con frecuencias mayores que las de un transformador convencional (Davis & Agarwal, 2001). La ventaja de esta implementación es que mantiene alejada la electrónica de los elementos detectores y de las fuentes de radiación. Además, es posible seleccionar un preamplificador con una alta impedancia de salida que inyecte corriente a la línea de retardo discreta, de tal manera que las señales que se propaguen por ella, idealmente, no produzcan reflexiones. Lo anterior permite mitigar el *walk* y preservar la integridad de la señal. Finalmente, una desventaja de ambas implementaciones propuestas radica en que hay que utilizar una etapa de preamplificación por cada SiPM, lo que atenta contra la reducción de canales efectiva necesaria para aumentar la SSL.

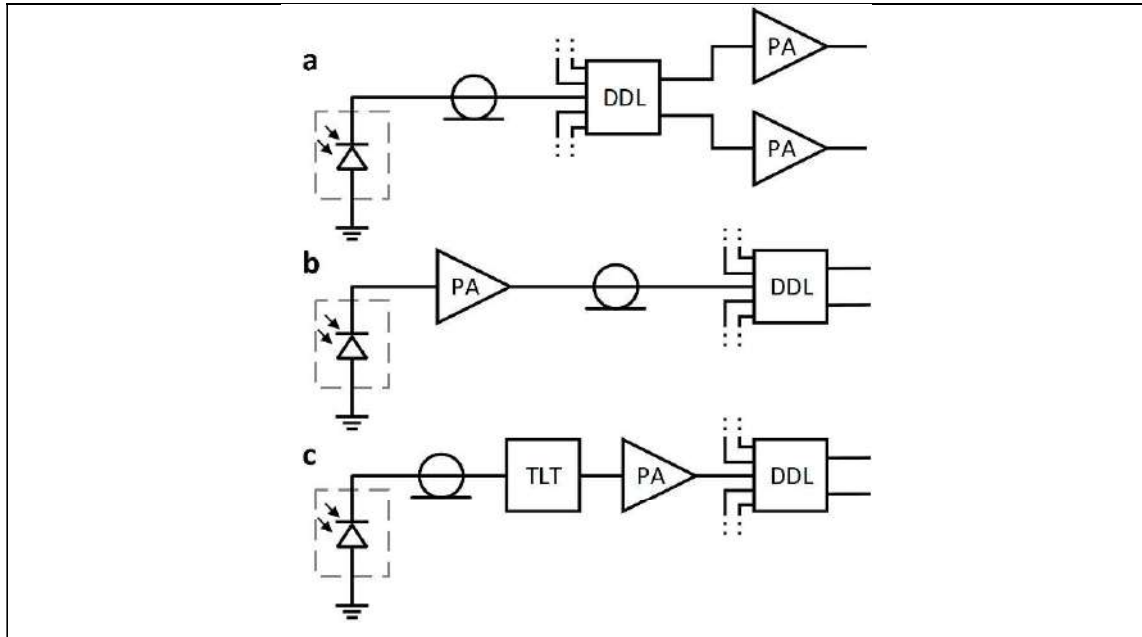


Fig. 5.7 Posibles modificaciones al instrumento desplazando la etapa de preamplificación. *a* – Utilizado en el prototipo presentado (preamplificador PA conectado a la salida de la línea de retardo discreta DDL). *b* – Preamplificador a la salida del SiPM. *c* – Preamplificador a la salida de la línea auxiliar (conectado mediante un transmission line transformer).

Para la implementación directa al SiPM se puede utilizar el preamplificador rápido basado en un amplificador base-común sin retroalimentación con transistores BJT que se presenta en Huizenga et al. (2012). La topología que presenta es la que se puede ver en la Figura 5.8. Este diseño posee una baja impedancia de entrada incluso a frecuencias altas, lo que permite despreciar el efecto de la capacitancia del SiPM en la respuesta temporal y minimizar la no-linealidad.

En este circuito, la señal generada por el SiPM S se divide en dos ramas de amplificación paralelas mediante un filtro formado por R_s y C_s . La componente rápida de la señal pasa a dos amplificadores de base-común consecutivos, formados por T_1 y T_2 . Posteriormente esta señal es amplificada por un amplificador de voltaje A_2 . La segunda componente se introduce al amplificador A_1 si se desea obtener información de la energía. Los amplificadores A_1 y A_2 pueden utilizar una topología de emisor-común y ser diseñados o seleccionados para adaptar correctamente la salida con la siguiente etapa.

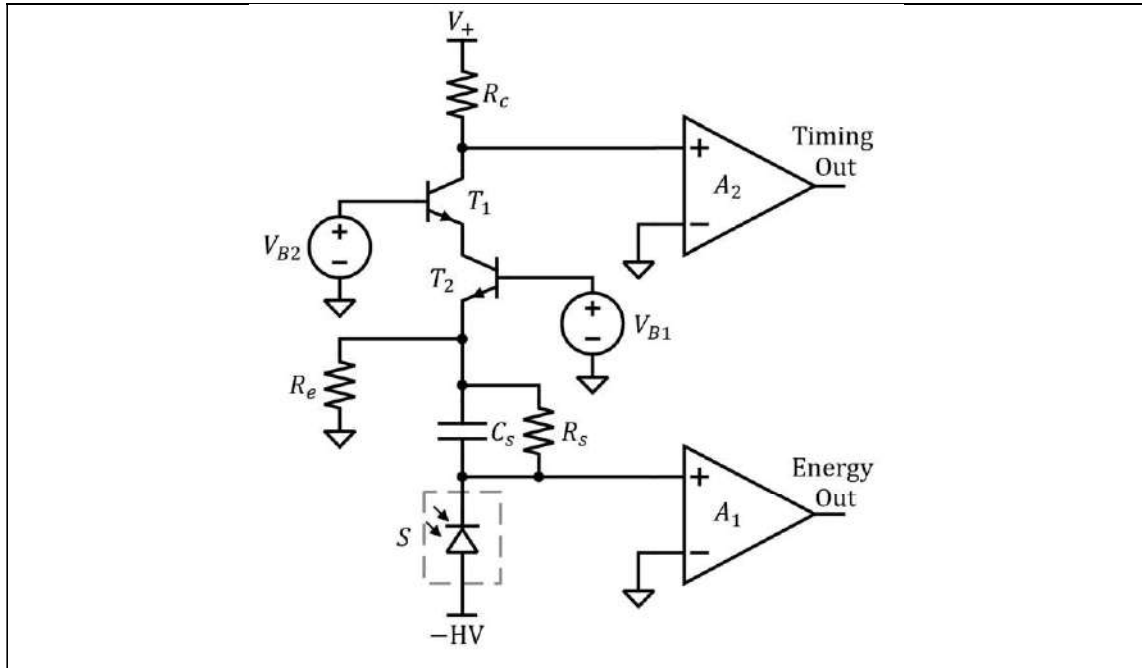


Fig. 5.8 Preamplificador rápido basado en topología base-común con transistores BJT presentado en Huizenga et al. (2012).

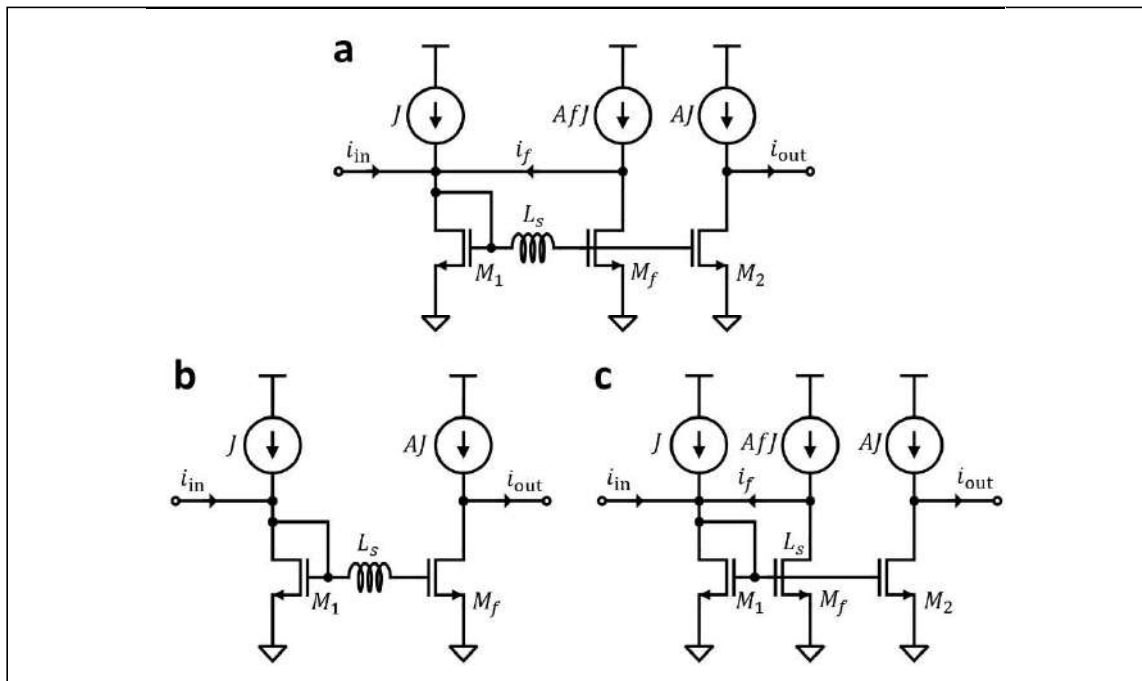


Fig. 5.9 Preamplificador modo-corriente presentado Yuan (2006). a – Amplificador de corriente con retroalimentación de corriente e inductive series peaking. b – Amplificador con únicamente inductive series peaking. c – Amplificador con únicamente retroalimentación de corriente.

Si se quiere implementar la segunda modificación propuesta se puede utilizar un preamplificador en modo corriente como el presentado en Yuan (2006). Esta topología se presenta en la Figura 5.9a. Al ser un amplificador de corriente, este diseño presenta una alta impedancia de salida, lo que permite corregir la desadaptación de impedancias entre los segmentos de la línea de retardo discreta visto por las señales que se propagan por ella. Por otro lado, este amplificador permite un gran ancho de banda debido al inductor entre transistores (*inductive series peaking*) y la retroalimentación de corriente.

Este preamplificador posee dos mecanismos independientes para aumentar su ancho de banda. El primero utiliza el *inductive series peaking* proporcionado por el inductor en serie entre las compuertas de los transistores M_1 y M_2 . Si se considera el caso sin la retroalimentación de corriente (Figura 5.9b) y asumiendo $C_{gs2} \gg C_{gs1}$, la función de transferencia está dada por

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \frac{1}{L_s C_{gs2} s^2 + s \frac{C_{gs2}}{g_{m1}} + 1} \quad (5.13)$$

donde g_{mi} son las transconductancias de los transistores, y C_{gsi} son las capacitancias gate-source de los transistores. Los polos de la función de transferencia están dados por

$$p_{1,2} = \frac{1}{2g_{m1}L_s} \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{4g_{m1}^2 L_s}{C_{gs2}}} \right) \quad (5.14)$$

Cuando $L_s = C_{gs2}/8g_{m1}^2$ se obtiene la respuesta en frecuencia máximamente plana con ancho de banda ω_{b1}

$$\omega_{b1} = \sqrt{2}\omega_b \quad (5.15)$$

donde $\omega_b = g_{m1}/C_{gs2}$ es el ancho de banda del amplificador con $L_s = 0$.

El segundo caso considera sólo el efecto de la retroalimentación de corriente (Figura 5.9c). La función de transferencia está dada por

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = -\frac{g_{m2}}{g_{m1}(1 + Af)} \frac{1}{s \frac{C_{gs1} + C_{gs2} + C_{gsf}}{g_{m1}(1 + Af)} + 1} \quad (5.16)$$

donde $f = (W/L)_f/(W/L)_2$ y C_{gsf} es la capacitancia gate-source del transistor M_f . Para este caso, asumiendo que $C_{gs2} \gg C_{gs1}, C_{gsf}$, el ancho de banda está dado por

$$\omega_{b2} \approx (1 + Af)\omega_b \quad (5.17)$$

Finalmente, cuando el amplificador combina ambas técnicas de aumento de ancho de banda, se obtiene la siguiente función de transferencia

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} \approx -\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left(\frac{1}{L_s C_{gs2} s^2 + s \frac{C_{gs2}}{g_{m1}} + \frac{g_{m1} + g_{mf}}{g_{m1}}} \right) \quad (5.18)$$

cuyos polos son

$$p_{1,2} = \frac{1}{2g_{m1}L_s} \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{4(g_{m1} + g_{mf})g_{m1}L_s}{C_{gs}}} \right) \quad (5.19)$$

Y para el caso de respuesta máximamente plana, con $L_s = C_{gs}/(2g_{m1}^2(1 + Af))$ el ancho de banda ω_{bf} está dado por

$$\omega_{bf} = \sqrt{2}(1 + Af)\omega_b \quad (5.20)$$

donde se observa que el ancho de banda aumenta independientemente por los dos mecanismos incorporados.

Por último, otras características que se pueden mencionar de la topología estudiada arriba son que el inductor no afecta las características DC del amplificador, el uso de retroalimentación reduce la inductancia necesaria para la mejora en el ancho de banda (reduciendo el tamaño y los efectos parásitos), y los anchos de banda alcanzables son del orden de 1 GHz.

5.4.2. Constant fraction discriminator

Como se ha mencionado anteriormente, una manera de reducir el *walk* introducido por la diferencia de amplitud en las señales dependiendo de la posición del elemento de resolución activado (debido a la desadaptación de impedancias entre la línea auxiliar y la línea de retardo discreta), es reemplazar el discriminador tipo *leading-edge* por uno tipo CFD (*Constant Fraction Discriminator*). El principio funcionamiento de un CFD se basa en posicionar el punto temporal (*timing point*) en el cual se cruza una señal de entrada atenuada y una señal de entrada retrasada. Mediante esto, este discriminador puede localizar un punto temporal a una fracción constante de la amplitud de la señal, por lo que la detección temporal es insensible a la amplitud de los pulsos (Zheng & Wu, 2012).

La señal de entrada del CFD puede ser expresada como

$$v(t) = V_0 f_0(t) \quad (5.20)$$

donde V_0 es la amplitud de la señal de entrada y $f_0(t)$ es una función normalizada con la que varía la señal en el tiempo. Si se considera un voltaje de *threshold* pV_0 , para el tiempo de *threshold* t_T se cumple

$$v(t_T) = pV_0 \quad (5.21)$$

donde p es la razón de disparo (*triggering ratio*) y posee un valor constante. De las ecuaciones (5.20) y (5.21) es posible obtener el tiempo t_T que satisface la siguiente relación

$$V_0 f_0(t_T) = p V_0 \quad (5.22)$$

De la ecuación (5.22) se puede extraer que cuando la forma de la señal de entrada $f_0(t)$ no cambia, es decir, la función de las señales analizadas es lineal, el punto temporal no se relaciona con la amplitud y dicho punto será una fracción constante de la amplitud de la señal de entrada. Considerando la señal de entrada como $v(t)$, una señal idéntica retrasada un tiempo t_d se puede expresar como $v(t - t_d)$, y una señal atenuada como $\alpha v(t)$. En el punto temporal t_T , estas dos señales se cruzarán de tal manera que se cumple.

$$V_0 f_0(t_T - t_d) = \alpha V_0 f_0(t_T) \quad (5.23)$$

De la ecuación (5.23), el punto temporal t_T está dado por el tiempo del retardo t_d y el coeficiente de atenuación α , pero no con la amplitud de la señal.

A partir de las ecuaciones (5.22) y (5.23), la razón de disparo puede ser expresada como

$$p = \frac{V_{t_T}}{V_0} = \frac{V_0 f_0(t_T)}{V_0} = \frac{f_0(t_T - t_d)}{\alpha} \quad (5.24)$$

Finalmente, la ecuación (5.24) demuestra el funcionamiento del CFD para determinar el tiempo de las señales independientemente de su amplitud de voltaje. Un diagrama en bloques de la configuración de este tipo de dispositivos se puede observar en la Figura 5.11. En la práctica se pueden encontrar CFD más elaborados que toman en consideración distintos factores que influyen en su desempeño, como el ruido, como los

que utilizan un *zero-crossing detector* para determinar el punto temporal a una señal formada por la resta de las señales retrasada y atenuada (Ortec, n.d.).

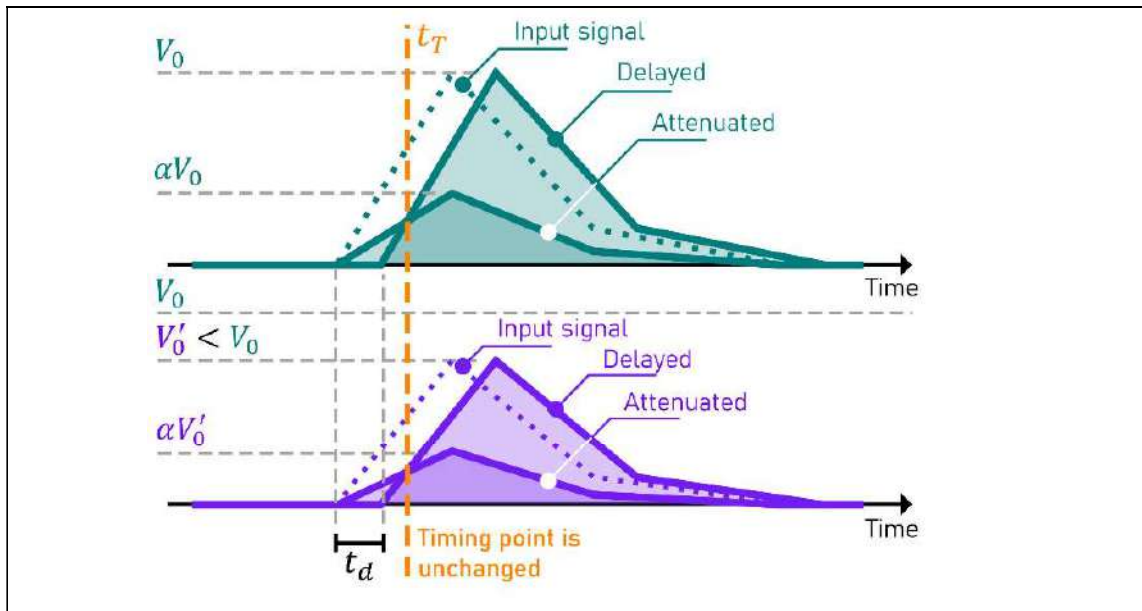


Fig. 5.10 Señales características involucradas en el funcionamiento de un constant fraction discriminator. La señal de entrada se utiliza para producir dos señales, una retrasada un tiempo t_d y otra atenuada un factor α . Se puede observar que el tiempo de cruce de las curvas t_T es independiente de la amplitud de las señales de entrada (amplitud de curvas violetas menor que las turquesas) si las señales que se comparan son idénticas en forma.

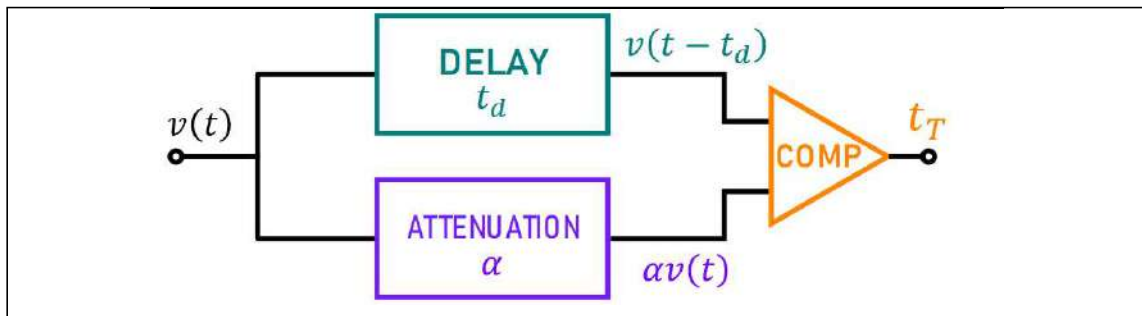


Fig. 5.11 Diagrama en bloques de un constant fraction discriminator básico conformado por una etapa de retardo, una de atenuación y un comparador.

5.4.3. Amplificador de tiempo

Existen cuatro esquemas principales para implementar amplificadores de diferencias de tiempo: SR Latch (M. Lee & Abidi, 2008), Inverter (S.-K. Lee et al., 2010), DLL-like (Puttamreddy, 2014), y Open-loop (Kwon et al., 2014). Dado el rango de entrada de diferencia de tiempo y las ganancias que se pueden alcanzar en comparación con lo requerido, se estudiará a continuación una topología Open-loop como la presentada en (Kwon et al., 2014). Este amplificador de tiempo se puede ver en la Figura 5.12. La lógica del funcionamiento de circuito consiste en comparar el voltaje de dos capacitores idénticos con respecto a un valor de referencia al ser descargados mediante un par de fuentes de corriente. Este valor de referencia va desde 0 a V_{DD} , aunque típicamente se utiliza $V_{DD}/2$. Mediante el uso de pares de interruptores realizados con transistores MOSFET se lleva a cabo una operación lógica AND que controla la tasa de descarga de los capacitores según el tiempo de los pulsos de entrada. Primero, los dos capacitores, C_A y C_B , se precargan al voltaje V_{DD} cuando las entradas IN1 e IN2 son “0”. Cuando las entradas IN1 e IN2 son “1” y “0”, respectivamente, el voltaje O_A disminuye linealmente con el tiempo a una tasa rápida $SR1_A = I_{B1.A}/C_A$ debido a la fuente de corriente $I_{B1.A}$, mientras el voltaje O_B permanece constante. Cuando IN1 y IN2 son “1”, los voltajes O_A y O_B disminuyen linealmente con el tiempo a tasas lentas nominalmente iguales $SR2_A$ y $SR2_B = I_{B2.B}/C_B$ (Figura 5.12c), respectivamente. Cuando O_A u O_B alcanzan el valor V_{REF} , la salida del comparador correspondiente cambia de “0” a “1”. Dado que la caída de voltaje de O_A desde $t = 0$ hasta T_{D1} es la misma que la de O_B desde $t = \Delta T_{IN}$ a T_{D2} , la ganancia de tiempo G está dada por

$$G = \frac{\Delta T_{OUT}}{\Delta T_{IN}} = \frac{T_{D2} - T_{D1}}{\Delta T_{IN}} = \frac{SR1_A}{SR2_A} = \frac{I_{B1.A}}{I_{B2.A}} \quad (5.25)$$

La ecuación (5.25) se cumple para $\Delta T_{IN} > 0$, es decir, cuando IN1 se activa antes que IN2. Para el caso inverso, $\Delta T_{IN} < 0$, la ganancia G está dada por la razón $I_{B1.B}/I_{B2.B}$. Por otro lado, es posible estudiar el rango de entrada $\Delta T_{IN,MAX}$. De la Figura 5.12c se puede observar que el comportamiento explicado arriba sólo se cumple mientras el voltaje O_A

(O_B) no sea menor que V_{REF} antes de que la entrada IN2 (IN1) pasa a ser “1”. La condición límite para que se cumpla esto está dada por

$$O_A = V_{REF} = V_{DD} - \frac{I_{B1.A}}{C} \Delta T_{IN.MAX} \Rightarrow V_{DD} - V_{REF} = \frac{I_{B1.A}}{C} \Delta T_{IN.MAX}$$

$$\Rightarrow \Delta T_{IN.MAX} = \frac{C(V_{DD} - V_{REF})}{I_{B1.A}} \quad (5.26)$$

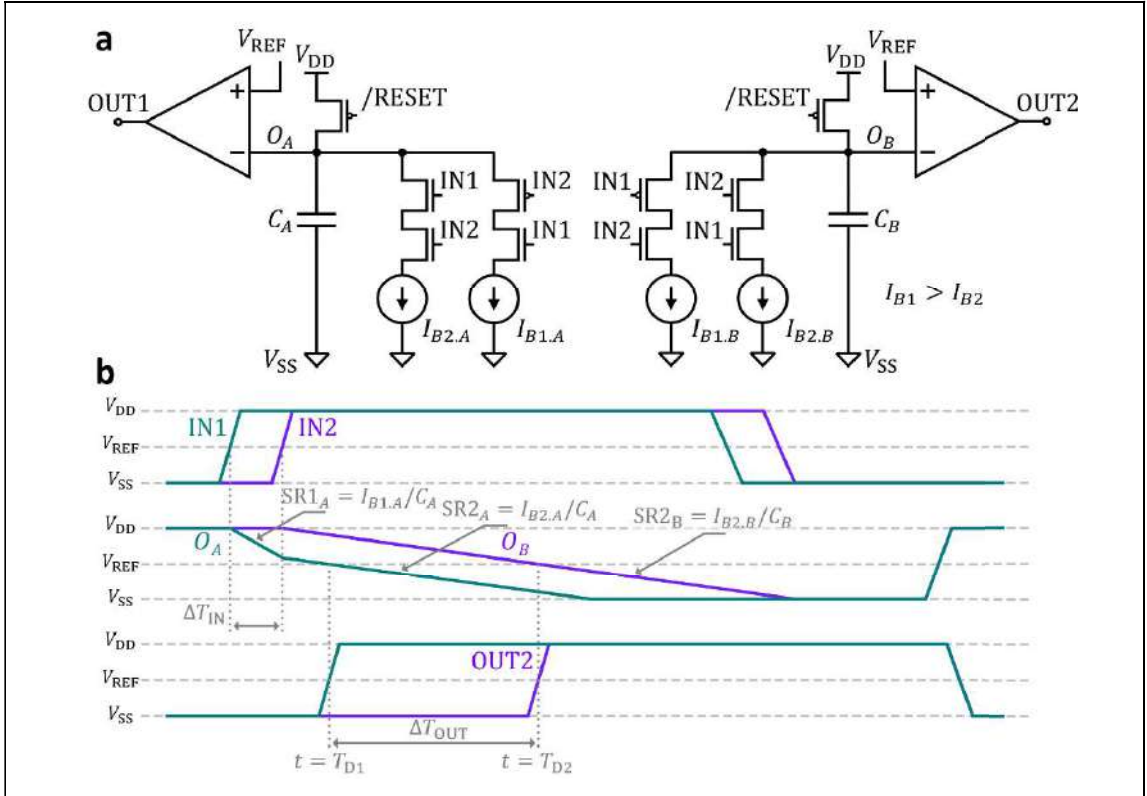


Fig. 5.12 Amplificador de tiempo basado en topología Open-loop. a – Circuito básico. b – Diagrama de tiempo.

Es posible ver de la ecuación (5.26) que hay un compromiso entre la ganancia y el rango de entrada si se opta por variar la corriente $I_{B1.A}$. Por otro lado, es posible aumentar el rango si se disminuye el voltaje V_{REF} . Sin embargo, la elección de este parámetro influirá en el offset, el ruido y la distorsión del amplificador.

Para el caso particular de la implementación de detector propuesta en esta investigación se pueden encontrar los requisitos que debe cumplir un amplificador basado en esta topología. Por un lado, el rango de entrada debe ser de decenas a cientos de nanosegundos (dado por el número de canales y el valor de los retardos discretos), que es dependiente del tiempo de tránsito total de la línea de retardo discreta más el *walk* introducido. Por otro lado, la ganancia de tiempo debe cumplir lo requerido según el TDC o contador digital utilizado, limitada por la tasa de eventos que se quiera detectar.

6. CONCLUSIONES

En esta tesis se presentó un nuevo concepto híbrido para detectores de partículas que combina características de las arquitecturas segmentadas y ToF. Mediante la revisión de la literatura se encontró que los instrumentos segmentados logran una mejor resolución espacial debido a la forma en que dividen el área activa en elementos de resolución. Por otro lado, la lectura mediante triangulación de los detectores ToF permite reducir el número de canales considerablemente. Estas dos características que se encuentran en cada una de las arquitecturas fueron las utilizadas para desarrollar la arquitectura híbrida. Esta arquitectura consiste en el uso de bloques centelladores plásticos para conformar los segmentos que cubren el área activa, los que se distribuyen de tal manera que se solapan para aumentar el número de elementos de resolución sin aumentar el número de SiPMs. Para la lectura se utiliza una línea de retardo discreta en donde cada intersección se conecta a la respectiva salida de cada SiPM y sus extremos se conectan a los módulos de lectura. De esta manera, al activarse un SiPM o un par de SiPMs adyacentes, la diferencia de tiempo en que las señales producidas alcanza cada uno de los extremos de la línea de retardo entregan información de la posición que se activó.

Además, se introdujo una nueva cifra de desempeño, la Longitud Sensible Específica (SSL). Esta cifra entrega información de la eficiencia en el uso de canales de lectura y la eficacia en el posicionamiento de la partícula para cada instrumento, puesto que contiene información del tamaño del área activa total, el número de canales de lectura y la resolución espacial. Mediante esta cifra es posible comparar instrumentos presentes en la literatura que difieren en escala y arquitectura. Se pudo observar que los instrumentos que componen ambas arquitecturas se presentan en dos regiones específicas en el plano SSL–Resolución espacial, de tal manera que los instrumentos ToF presentan una mayor SSL en comparación con los segmentados. Este resultado se debe a las limitaciones geométricas en el valor de la SSL por parte de la arquitectura segmentada, aunque puede aumentar al usar técnicas que van desde variar el área transversal de los segmentos, hasta la optimización de canales.

Se realizó un estudio teórico y mediante simulaciones del efecto de la desadaptación entre los segmentos de la línea de retardo y la conexión con los SiPMs. La presencia de dicha desadaptación influye en la forma de la señal que se transmite a lo largo de la línea de retardo de tal manera que las diferencias de tiempo asociadas a cada posición son mayores de lo esperado considerando sólo los retardos discretos. Este fenómeno se debe particularmente a una variación de la amplitud y del *rise time* de la señal en conjunto con el funcionamiento del discriminador tipo *leading-edge* utilizado. Esto se corroboró mediante simulaciones, en donde también se encontró que la forma de la señal posee comportamientos diferentes dependiendo de si la posición activada estuviera cerca o lejos del canal de lectura.

Para validar el concepto se llevó a cabo el diseño e implementación de un prototipo consistente en distintas monturas y circuitos que permitieran estudiarlo de manera adecuada. En particular, se diseñó un circuito discreto que entregaba el voltaje de bias a los SiPMs, además de distribuirlos espacialmente y adaptar la señal de salida a líneas auxiliares conectadas a la línea de retardo. También se ensambló dos circuitos discretos para los módulos láser correspondientes a *shunt LED drivers*. Se construyeron tres monturas modulares para el acople de fibras ópticas entre el detector y los módulos láser, y otra para las pruebas del prototipo que permitía el movimiento del módulo láser y que el haz incidiera perpendicular a los bloques centelladores en cada una de las celdas. El prototipo utilizó cinco bloques de centelladores EJ-200 presentando una longitud sensible de 45 mm con elementos de resolución de 5 mm, y una línea de retardo discreta con 4 segmentos de 1,5 m de cable RG59 y un retardo total de 30 ns.

Se ejecutaron dos experimentos correspondientes a la prueba del concepto híbrido y la caracterización de un prototipo unidimensional. La primera experiencia mostró la efectividad del uso de la línea de retardo para relacionar diferencias de tiempo detectadas por los canales de lectura y cada una de las posiciones, y la factibilidad del uso de bloques solapados para el aumento en el número de elementos de resolución. Por otro lado, el prototipo consistente en cinco bloques centelladores, cada uno con su respectivo SiPM

conectado a una línea de retardo de segmentos con retardos de 7,5 ns, logró el objetivo de detectar la posición. Los resultados obtenidos mostraron que el prototipo presenta una resolución espacial de $\Delta r = 1,456$ mm. Este valor es del orden de lo que se puede encontrar en instrumentos segmentados con elementos de resolución de tamaños similares.

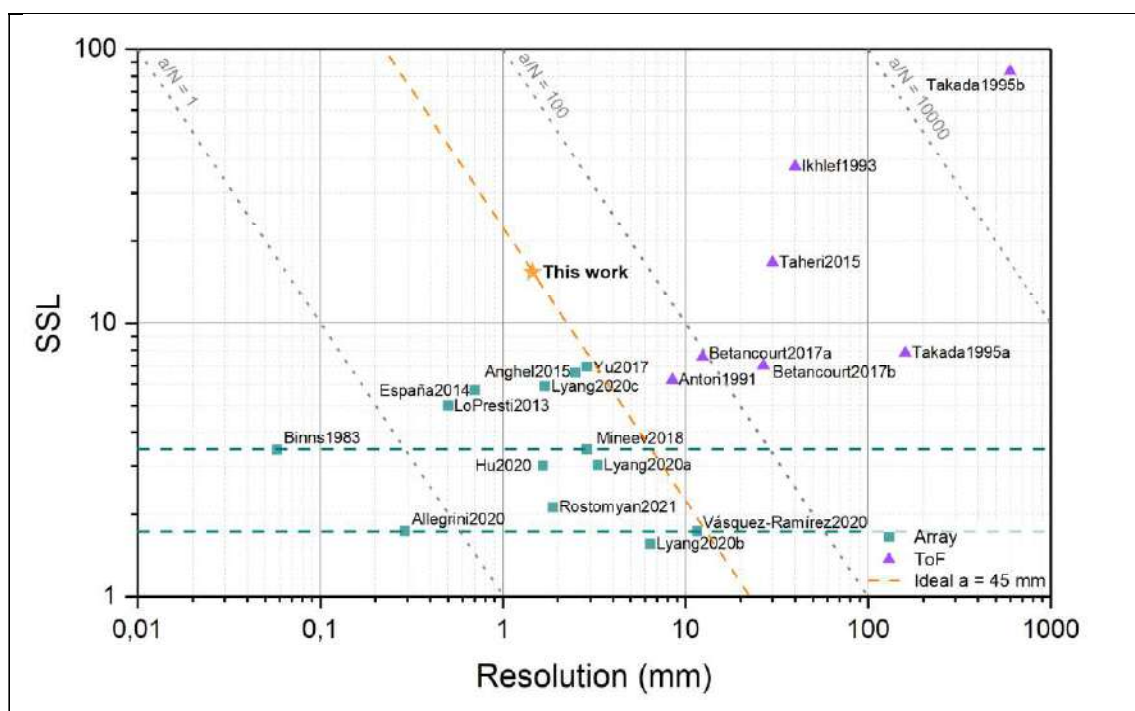


Fig. 6.1 Gráfico de las distintas implementaciones de detectores de partículas revisados en la literatura en función de su resolución espacial y SSL. Se agrega el prototipo del concepto propuesto en esta investigación (estrella anaranjada). La línea segmentada anaranjada representa la recta donde se puede posicionar un instrumento híbrido de las características propuestas con resolución espacial ideal ($w/\sqrt{12}$) y longitud sensible 45 mm.

A partir del valor de resolución espacial obtenido para el prototipo es posible comparar la propuesta híbrida bajo las condiciones utilizadas en este trabajo con los distintos instrumentos que se encuentran en la literatura. En la Figura 6.1 se puede ver el mismo gráfico que se presentó en la Figura 2.3, pero se incluye el prototipo propuesto. La línea segmentada anaranjada corresponde a la recta donde se puede posicionar un instrumento híbrido de las características propuestas con resolución espacial ideal

$(w/\sqrt{12})$ y longitud sensible 45 mm. Con el valor de la resolución espacial es posible obtener la SSL para el prototipo, considerando la longitud sensible mencionada y un número de canales de lectura $N = 2$, correspondientes a los módulos conectados en los extremos de la línea de retardo discreta. El valor obtenido fue de una $SSL = 15,45$. Con esto se comprueba la hipótesis de esta investigación, ya que el prototipo constó de características de la arquitectura segmentada al utilizar bloques centelladores para definir los elementos de resolución, cada uno acoplado a un SiPM, y utilizó una lógica de triangulación de señales mediante la línea de retardo. Además, se obtuvieron valores para la resolución espacial un orden de magnitud menores que los instrumentos ToF (del orden de los milímetros) y una SSL del orden de la decena.

6.1. Logros y objetivos

Respecto a los valores de resolución espacial y SSL obtenidos con el prototipo implementado en esta investigación, es decir, una resolución espacial del orden de milímetros y una SSL del orden de la decena, es posible decir que se corroboró la hipótesis planteada inicialmente. Además, los resultados en términos de resolución espacial obtenidos mediante el concepto propuesto llevaron a la publicación de un artículo (Masoliver & Abusleme, 2024). Por otro lado, el concepto híbrido propuesto, que utiliza características geométricas y de distribución de una arquitectura segmentada y la lógica de lectura de una arquitectura basada en ToF, muestra ser un buen candidato para el desarrollo de futuros instrumentos detectores de partículas en distintos ámbitos de la ciencia e industria. Sin embargo, a pesar de los resultados prometedores obtenidos, en esta investigación sólo se cumplieron a cabalidad los objetivos 1, 2 y 4 propuestos. Esto porque no se desarrolló un instrumento funcional que pudiera ser evaluado en ambiente real y, por lo mismo, no se ahondó en la elaboración de circuitos basados en el tiempo para su implementación. Es por esto que, a continuación, se agrega un subcapítulo de trabajo futuro que recapitula lo tratado en el Capítulo 5 y agrega posibilidades de investigación en la mejora y optimización de la propuesta presentada.

6.2. Trabajo Futuro

Diversos estudios y diseños pueden profundizar en el concepto presentado en esta investigación. Ya se mencionó que una revisión más acabada de los costos asociados al escalamiento puede ser realizada considerando el impacto de la atenuación de las líneas y la desadaptación de la línea de retardo discreta en la razón señal-a-ruido. Por otro lado, pueden llevarse a cabo modificaciones en distintos elementos que componen el prototipo para mejorar su desempeño, además de incluir otras propuestas que ahondan en optimizar el concepto propuesto. Estas modificaciones y propuestas se listan a continuación:

- Utilizar otra distribución de bloques centelladores que reduzca el espesor de las capas sensibles mediante perfiles de los bloques con área transversal triangular. Esto podría ayudar a mejorar la resolución espacial particularmente en las posiciones solapadas, puesto que la energía inyectada no se vería duplicada.
- Seleccionar SiPMs de mayor área para aumentar la amplitud de la señal y obtener una mejor resolución espacial, tomando en cuenta el efecto del aumento de capacitancia del SiPM. Asimismo, para aumentar la señal es posible utilizar técnicas que mejoren la colección de luz y reduzcan el *crosstalk* mediante coberturas de los bloques centelladores.
- Implementar una etapa de preamplificación entre las líneas auxiliares y la línea de retardo discreta, lo que permite que la señal de los SiPMs se inyecte con una mayor amplitud y, si se utiliza un amplificador con una alta impedancia de salida, permita aislar las señales que se propaguen por la línea de retardo, reduciendo enormemente las reflexiones y, a su vez, mejorar el perfil de la señal que llega a los módulos de lectura.
- Reemplazar el discriminador tipo *leading-edge* por un CFD. Esto, combinado con lo propuesto en el punto anterior, permitiría mitigar el *walk* producido por la diferencia en la amplitud de la señal que llega a ambos extremos de la línea de retardo discreta.
- Utilizar una línea de retardo impresa tipo *stripline* que disminuya el volumen total del instrumento, presentando menores retardos de cada segmento lo que disminuye el

dead time del detector. Esta modificación debe ir de la mano con una mejora en la resolución espacial y eliminación del *walk*.

- Utilizar una estructura tipo *gray scale* que permita obtener el mayor número de elementos de resolución para un número de SiPMs determinado. Para esto hay que dividir la longitud sensible en distintas capas, cada una con distintas distribuciones de bloques centelladores embebidos en una guía de luz no centelladora, cuyos extremos se conectan a cada SiPM. Para este diseño podría ser necesario un *trigger* temporal dependiendo del ancho de los pulsos generados por el SiPM en comparación con el retardo de los segmentos, agregando una capa centelladora extra y otro canal de lectura.
- Implementar módulos *circulators* en cada intersección de la línea de retardo para eliminar las reflexiones producidas por la desadaptación de los segmentos. Para esto, en primera instancia, sería necesario utilizar dos líneas de retardo gemelas, cada una correspondiente a uno de los canales de lectura.
- Realizar un estudio del prototipo a mayor escala en ambiente real para validar correctamente su funcionamiento. Para esto hay que tomar en cuenta todos los puntos mencionados anteriormente y, además, diseñar un sistema que permita detección bidimensional, o incluso, tridimensional. Como un inicio se pueden utilizar dos arreglos perpendiculares entre sí que reemplacen los bloques por barras que cubran el área sensible, que corresponde a la solución típica para instrumentos que utilizan la arquitectura segmentada. Para este caso se hace necesario incorporar en el estudio y diseño el efecto de la estadística de los fotones producidos en el centellador debido a una menor amplitud de las señales y el efecto del camino que recorre la luz al interior de las barras.

REFERENCIAS

- Allegrini, O., Cachemiche, J.-P., Caplan, C. P. C., Carlus, B., Chen, X., Curtoni, S., Dauvergne, D., Negra, R. Della, Gallin-Martel, M.-L., Hérault, J., Létang, J. M., Morel, C., Testa, É., & Zoccarato, Y. (2021). Characterization of a beam-tagging hodoscope for hadrontherapy monitoring. *Journal of Instrumentation*, 16(02), P02028–P02028. <https://doi.org/10.1088/1748-0221/16/02/P02028>
- Amoedo, G. (2023). *Optimal scintillation time estimation through analog filters* [M.Sc.]. Pontificia Universidad Católica de Chile.
- Ampilogov, N. V., Barbashina, N. S., Kompaniets, K. G., Petrukhin, A. A., Khokhlov, S. S., Shulzhenko, I. A., Shutenko, V. V., & Yashin, I. I. (2015). Application of the URAGAN muon hodoscope to calibrate charged particle detectors. *Bulletin of the Russian Academy of Sciences: Physics*, 79(3), 386–388. <https://doi.org/10.3103/S1062873815030077>
- Anghel, V., Armitage, J., Baig, F., Boniface, K., Boudjemline, K., Bueno, J., Charles, E., Drouin, P.-L., Erlandson, A., Gallant, G., Gazit, R., Godin, D., Golovko, V. V., Howard, C., Hydromako, R., Jewett, C., Jonkmans, G., Liu, Z., Robichaud, A., ... Waller, D. (2015). A plastic scintillator-based muon tomography system with an integrated muon spectrometer. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 798, 12–23. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2015.06.054>
- Anton, G., Arends, J., Beulertz, W., & Hey, J. (1991). Amadeus - a new type of large area scintillation detector with position-, energy- and time-of-flight determination. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 310(3), 631–635. [https://doi.org/10.1016/0168-9002\(91\)91110-H](https://doi.org/10.1016/0168-9002(91)91110-H)
- Atoyan, G. S., Gladyshev, V. A., Gninenko, S. N., Isakov, V. V., Kovzelev, A. V., Monich, E. A., Poblaguev, A. A., Proskuryakov, A. L., Semenyuk, I. N., Lapshin, V. G., Protopopov, Yu. V., Rykalin, V. I., & Semenov, V. K. (1992). Lead-scintillator electromagnetic calorimeter with wavelength shifting fiber readout. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 320(1–2), 144–154. [https://doi.org/10.1016/0168-9002\(92\)90773-W](https://doi.org/10.1016/0168-9002(92)90773-W)
- Basu, D. K. (2001). *Dictionary of Material Science and High Energy Physics* (D. K. Basu, Ed.). CRC Press. <https://doi.org/10.1201/9781420049855>

- Belloto, I. (2017). *SEPCT/CT myocardial perfusion: assessment of attenuation correction through obtaining maps CT*. [M.Sc. Thesis]. Universidad Nacional de Cuyo.
- Betancourt, C., Blondel, A., Brundler, R., Dätwyler, A., Favre, Y., Gascon, D., Gomez, S., Korzenev, A., Mermoud, P., Noah, E., Serra, N., Sgalaberna, D., & Storaci, B. (2017). Application of large area SiPMs for the readout of a plastic scintillator based timing detector. *Journal of Instrumentation*, 12(11), P11023–P11023. <https://doi.org/10.1088/1748-0221/12/11/P11023>
- Binns, W. R., Israel, M. H., & Klarmann, J. (1983). Scintillator-fiber charged-particle track-imaging detector. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, 216(3), 475–480. [https://doi.org/10.1016/0167-5087\(83\)90515-X](https://doi.org/10.1016/0167-5087(83)90515-X)
- Bozydar Knyziak, A., & Rzedkiewicz, W. (2016). Measurement methods of ionization current and electric charges in radiation dosimetry. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 822, 1–8. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2016.03.070>
- Braccini, S. (2016). *Particle Accelerators and Detectors for medical Diagnostics and Therapy* [Ph.D Habilitation]. Universität Bern.
- Corsi, F., Marzocca, C., Perrotta, A., Dragone, A., Foresta, M., Del Guerra, A., Marcatili, S., Llosa, G., Collazuol, G., Betta, G. F. D., Dinu, N., Piemonte, C., Pignatelli, G. U., & Levi, G. (2006). Electrical Characterization of Silicon Photo-Multiplier Detectors for Optimal Front-End Design. *2006 IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record*, 1276–1280. <https://doi.org/10.1109/NSSMIC.2006.356076>
- D'Alessandro, R., Ambrosino, F., Baccani, G., Bonechi, L., Bongi, M., Caputo, A., Ciaranfi, R., Cimmino, L., Ciulli, V., D'Errico, M., Giudicepietro, F., Gonzi, S., Macedonio, G., Masone, V., Melon, B., Mori, N., Noli, P., Orazi, M., Passeggio, P., ... Viliani, L. (2019). Volcanoes in Italy and the role of muon radiography. *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, 377(2137), 20180050. <https://doi.org/10.1098/rsta.2018.0050>
- Dam, R. S. de F., Salgado, W. L., Affonso, R. R. W., Schirru, R., & Salgado, C. M. (2021). Optimization of radioactive particle tracking methodology in a single-phase flow using MCNP6 code and artificial intelligence methods. *Flow Measurement and Instrumentation*, 78, 101862. <https://doi.org/10.1016/j.flowmeasinst.2020.101862>
- Davis, W., & Agarwal, K. (2001). *Radio frequency circuit design*. John Wiley & Sons.

- Eckert, P., Schultz-Coulon, H.-C., Shen, W., Stamen, R., & Tadday, A. (2010). Characterisation studies of silicon photomultipliers. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 620(2–3), 217–226. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2010.03.169>
- Eljen Technology. (2023). *General Purpose Plastic Scintillator EJ-200, EJ-204, EJ-208, EJ-212*. https://eljentechnology.com/images/products/data_sheets/EJ-200_EJ-204_EJ-208_EJ-212.pdf
- Elshazly, A., Rao, S., Young, B., & Hanumolu, P. K. (2014). A Noise-Shaping Time-to-Digital Converter Using Switched-Ring Oscillators—Analysis, Design, and Measurement Techniques. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 49(5), 1184–1197. <https://doi.org/10.1109/JSSC.2014.2305651>
- Ermis, E. E., Celiktaş, C., & Pilicer, E. (2014). A method to enhance coincidence time resolution with applications for medical imaging systems (TOF/PET). *Radiation Measurements*, 62, 52–59. <https://doi.org/10.1016/j.radmeas.2014.01.013>
- España, S., Marcinkowski, R., Keereman, V., Vandenberghe, S., & Van Hoken, R. (2014). DigiPET: sub-millimeter spatial resolution small-animal PET imaging using thin monolithic scintillators. *Physics in Medicine and Biology*, 59(13), 3405–3420. <https://doi.org/10.1088/0031-9155/59/13/3405>
- Fay, C. E., & Comstock, R. L. (1965). Operation of the Ferrite Junction Circulator. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 13(1), 15–27. <https://doi.org/10.1109/TMTT.1965.1125923>
- Fedyakin, N., & Gilitsky, Yu. (1994). Analysis of noise, speed and dynamic range of fast low-noise preamplifiers for termination of transmission lines. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 346(1–2), 292–297. [https://doi.org/10.1016/0168-9002\(94\)90717-X](https://doi.org/10.1016/0168-9002(94)90717-X)
- Ghassemi, A., Sato, K., & Kobayashi, K. (2022). MPPC. In *Tech Note*. Hamamatsu Photonics.
- Grupen, C., & Shwartz, B. (2008). *Particle Detectors*. Cambridge University Press. <https://doi.org/10.1017/9781009401531>
- Gundacker, S., Martinez Turtos, R., Kratochwil, N., Pots, R. H., Paganoni, M., Lecoq, P., & Auffray, E. (2020). Experimental time resolution limits of modern SiPMs and TOF-PET detectors exploring different scintillators and Cherenkov emission. *Physics in Medicine & Biology*, 65(2), 025001. <https://doi.org/10.1088/1361-6560/ab63b4>

- Hoischen, R., Pietri, S., Rudolph, D., Prokopowicz, W., Schaffner, H., Emde, S., Golubev, P., Wendt, A., Kurz, N., Wollersheim, H. J., & Gerl, J. (2011). Fast timing with plastic scintillators for in-beam heavy-ion spectroscopy. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 654(1), 354–360. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2011.07.013>
- Hu, T. Q., Liang, Z., Li, X., Li, C., Tang, Z. B., & Wu, Y. T. (2020). Development of a plastic scintillation detector for muon scattering imaging. *Journal of Instrumentation*, 15(11), P11017–P11017. <https://doi.org/10.1088/1748-0221/15/11/P11017>
- Huizenga, J., Seifert, S., Schreuder, F., van Dam, H. T., Dendooven, P., Löhner, H., Vinke, R., & Schaart, D. R. (2012). A fast preamplifier concept for SiPM-based time-of-flight PET detectors. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 695, 379–384. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2011.11.012>
- Ikhlef, A., & Skowronek, M. (1993). Radiation position-sensitive detector based on plastic scintillating fibers. *Review of Scientific Instruments*, 64(9), 2566–2569. <https://doi.org/10.1063/1.1143868>
- Kaiser, R. (2019). Muography: overview and future directions. *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, 377(2137), 20180049. <https://doi.org/10.1098/rsta.2018.0049>
- Kim, W., Lee, M., Kim, J., Lim, H., Yu, J., Jang, B., & Park, J. (2006). A Passive Circulator with High Isolation using a Directional Coupler for RFID. *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1177–1180. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2006.249401>
- Knoll, G. (2010). *Radiation Detection and Measurement*. John Wiley & Sons.
- Kwon, H.-J., Lee, J.-S., Kim, B., Sim, J.-Y., & Park, H.-J. (2014). Analysis of an Open-Loop Time Amplifier With a Time Gain Determined by the Ratio of Bias Current. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 61(7), 481–485. <https://doi.org/10.1109/TCSII.2014.2328800>
- Lecoq, P., Auffray, E., Brunner, S., Hillemanns, H., Jarron, P., Knapitsch, A., Meyer, T., & Powolny, F. (2010). Factors Influencing Time Resolution of Scintillators and Ways to Improve Them. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 57(5), 2411–2416. <https://doi.org/10.1109/TNS.2010.2049860>
- Lecoq, P., Morel, C., Prior, J. O., Visvikis, D., Gundacker, S., Auffray, E., Križan, P., Turtos, R. M., Thers, D., Charbon, E., Varela, J., de La Taille, C., Rivetti, A.,

- Breton, D., Pratte, J.-F., Nuyts, J., Surti, S., Vandenberghe, S., Marsden, P., ... Benoit, M. (2020). Roadmap toward the 10 ps time-of-flight PET challenge. *Physics in Medicine & Biology*, 65(21), 21RM01. <https://doi.org/10.1088/1361-6560/ab9500>
- Lee, M., & Abidi, A. A. (2008). A 9 b, 1.25 ps Resolution Coarse–Fine Time-to-Digital Converter in 90 nm CMOS that Amplifies a Time Residue. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 43(4), 769–777. <https://doi.org/10.1109/JSSC.2008.917405>
- Lee, S.-K., Seo, Y.-H., Park, H.-J., & Sim, J.-Y. (2010). A 1 GHz ADPLL With a 1.25 ps Minimum-Resolution Sub-Exponent TDC in 0.18 μm CMOS. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 45(12), 2874–2881. <https://doi.org/10.1109/JSSC.2010.2077110>
- Liang, Z., Hu, T., Li, X., Wu, Y., Li, C., & Tang, Z. (2020). A cosmic ray imaging system based on plastic scintillator detector with SiPM readout. *Journal of Instrumentation*, 15(07), C07033–C07033. <https://doi.org/10.1088/1748-0221/15/07/C07033>
- Lo Presti, D., Bonanno, D. L., Longhitano, F., Pugliatti, C., Russo, G. V, Aiello, S., Cirrone, G. A. P., Giordano, V., Leonora, E., Randazzo, N., Romano, F., Russo, M., Sipala, V., Stancampiano, C., & Reito, S. (2013). Development of a scintillation-fiber detector for real-time particle tracking. *Journal of Instrumentation*, 8(04), P04015–P04015. <https://doi.org/10.1088/1748-0221/8/04/P04015>
- Masoliver, P., & Abusleme, A. (2024). Position-sensitive hybrid particle detector based on discrete-time readout. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 1061, 169121. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2024.169121>
- Mineev, O., Blondel, A., Fedotov, S., Khotjantsev, A., Korzenev, A., Kudenko, Yu., Mefodiev, A., Noah, E., Sgalaberna, D., Smirnov, A., & Yershov, N. (2019). Parameters of a fine-grained scintillator detector prototype with 3D WLS fiber readout for a T2K ND280 neutrino active target. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 936, 136–138. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2018.09.048>
- Miyadera, H., Borozdin, K. N., Greene, S. J., Lukić, Z., Masuda, K., Milner, E. C., Morris, C. L., & Perry, J. O. (2013). Imaging Fukushima Daiichi reactors with muons. *AIP Advances*, 3(5). <https://doi.org/10.1063/1.4808210>
- Moskal, P., Rundel, O., Alfs, D., Bednarski, T., Białas, P., Czerwiński, E., Gajos, A., Giergiel, K., Gorgol, M., Jasińska, B., Kamińska, D., Kapłon, Ł., Korcyl, G., Kowalski, P., Kozik, T., Krzemień, W., Kubicz, E., Niedźwiecki, S., Pałka, M., ...

- Zoń, N. (2016). Time resolution of the plastic scintillator strips with matrix photomultiplier readout for J-PET tomograph. *Physics in Medicine and Biology*, 61(5), 2025–2047. <https://doi.org/10.1088/0031-9155/61/5/2025>
- Mung, S. W. Y., & Chan, W. S. (2019). The Challenge of Active Circulators: Design and Optimization in Future Wireless Communication. *IEEE Microwave Magazine*, 20(7), 55–66. <https://doi.org/10.1109/MMM.2019.2909518>
- Olmos Yáñez, B., & Aguilar-Arevalo, A. A. (2021). A method to measure the integral vertical intensity and angular distribution of atmospheric muons with a stationary plastic scintillator bar detector. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 987, 164870. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2020.164870>
- Onsemi. (2022). *Silicon Photomultipliers (SiPM), Low-Noise, Blue-Sensitive C-Series SiPM Sensors*.
- Ortec. (n.d.). *Fast-Timing Discriminator Introduction*.
- Otte, A. N., Hose, J., Mirzoyan, R., Romaszkiwicz, A., Teshima, M., & Thea, A. (2006). A measurement of the photon detection efficiency of silicon photomultipliers. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 567(1), 360–363. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2006.05.145>
- Puttamreddy, N. (2014). *Time difference amplifier using closed loop adjustable fractional gain control* [M.Sc.]. Dalhousie University.
- Ravinuthula, V., Garg, V., Harris, J. G., & Fortes, J. A. B. (2009). Time-mode circuits for analog computation. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 37(5), 631–659. <https://doi.org/10.1002/cta.488>
- Riegler, W. (2014). *Particle Physics Instrumentation*. <https://doi.org/10.5170/CERN-2014-001.241>
- Roberts, G. W., & Ali-Bakhshian, M. (2010). A Brief Introduction to Time-to-Digital and Digital-to-Time Converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 57(3), 153–157. <https://doi.org/10.1109/TCSII.2010.2043382>
- Rostomyan, T., Cline, E., Lavrukhin, I., Atac, H., Atencio, A., Bernauer, J. C., Briscoe, W. J., Cohen, D., Cohen, E. O., Collicott, C., Deiters, K., Dogra, S., Downie, E., Erni, W., Fernando, I. P., Flannery, A., Gautam, T., Ghosal, D., Gilman, R., ... Wuerfel, N. (2021). Timing detectors with SiPM read-out for the MUSE experiment at PSI. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section*

- A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 986, 164801. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2020.164801>
- SensL. (2019). *Biasing and Readout of ON Semiconductor SiPM Sensors*. <https://www.onsemi.com/pub/collateral/and9782-d.pdf>
- Sipp, B., & Mieke, J. A. (1974). Fluorescence self-absorption effect and time resolution in scintillator counters. *Nuclear Instruments and Methods*, 114(2), 255–262. [https://doi.org/10.1016/0029-554X\(74\)90542-4](https://doi.org/10.1016/0029-554X(74)90542-4)
- Slawomir, S. (2014). Measuring the Electrical and Optical Properties of an MPPC. In *Tech Note*. Hamamatsu Photonics & New Jersey Institute of Technology.
- Spieler, H. (1982). Fast Timing Methods for Semiconductor Detectors. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 29(3), 1142–1158. <https://doi.org/10.1109/TNS.1982.4336333>
- Spieler, H. (1998). *Introduction to Radiation Detectors and Electronics*. UC Berkley.
- Spieler, H. (2005). *Semiconductor detector systems* (Vol. 12). Oxford University Press.
- Szczesniak, T., Moszynski, M., Grodzicka, M., Wolski, D., Swiderski, L., Szawlowski, M., & Kapusta, M. (2010). Time resolution of scintillation detectors based on SiPM in comparison to photomultipliers. *IEEE Nuclear Science Symposium & Medical Imaging Conference*, 1728–1735. <https://doi.org/10.1109/NSSMIC.2010.5874070>
- Szyduczyński, J., Kościelnik, D., & Miśkiewicz, M. (2023). Time-to-digital conversion techniques: a survey of recent developments. *Measurement*, 214, 112762. <https://doi.org/10.1016/j.measurement.2023.112762>
- Taheri, A., Peyvandi, R. G., Sasanpour, M. T., & Askari, M. (2015). Spectral response evaluation of plastic rod scintillators as position sensitive beta particle detectors. *Journal of Instrumentation*, 10(12), T12006–T12006. <https://doi.org/10.1088/1748-0221/10/12/T12006>
- Takada, E., Sugiyama, K., Takahashi, H., Iguchi, T., & Nakazawa, M. (1995). Neutron radiation distribution sensor using flexible plastic scintillating fiber combined with the time-of-flight technique. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 42(4), 570–574. <https://doi.org/10.1109/23.467912>
- Tanaka, H. K. M. (2019). Japanese volcanoes visualized with muography. *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, 377(2137), 20180142. <https://doi.org/10.1098/rsta.2018.0142>
- Tavernier, S. (2010). *Experimental Techniques in Nuclear and Particle Physics*. Springer Berlin Heidelberg. <https://doi.org/10.1007/978-3-642-00829-0>

- Varian, H. R. (1992). *Microeconomic Analysis* (3rd ed.). Norton & Company.
- Vásquez-Ramírez, A., Suárez-Durán, M., Jaimes-Motta, A., Calderón-Ardila, R., Peña-Rodríguez, J., Sánchez-Villafrades, J., Sanabria-Gómez, J. D., Asorey, H., & Núñez, L. A. (2020). Simulated response of MuTe, a hybrid Muon Telescope. *Journal of Instrumentation*, 15(08), P08004–P08004. <https://doi.org/10.1088/1748-0221/15/08/P08004>
- Yu, Y., Sun, Z., Su, H., Yang, Y., Liu, J., Kong, J., Xiao, G., Ma, X., Zhou, Y., Zhao, H., Mo, D., Zhang, Y., Yang, P., Chen, J., Yang, H., Fang, F., Zhang, S., Yao, H., Duan, J., ... Liu, W. (2017). The plastic scintillator detector for DAMPE. *Astroparticle Physics*, 94, 1–10. <https://doi.org/10.1016/j.astropartphys.2017.06.004>
- Yuan, F. (2006). Low-voltage CMOS current-mode preamplifier: analysis and design. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 53(1), 26–39. <https://doi.org/10.1109/TCSI.2005.854414>
- Yuan, F. (2016). *CMOS Time-Mode Circuits and Systems Fundamentals and Applications*. Taylor & Francis.
- Zheng, R., & Wu, G. (2012). Constant fraction discriminator in pulsed time-of-flight laser rangefinding. *Frontiers of Optoelectronics*, 5(2), 182–186. <https://doi.org/10.1007/s12200-012-0229-2>

ANEXOS

A.1	Netlist de la simulación	100
A.2	Fotos del montaje	101
A.3	Planos del montaje	102

A.1 Netlist de la simulación

```

T1 N004 0 N001 N005 Td=5n Z0=50
T2 N009 0 N010 N011 Td=5n Z0=50
T3 N013 0 N014 N017 Td=5n Z0=50
T4 N019 0 N020 N021 Td=5n Z0=50
T5 N023 0 N024 N025 Td=5n Z0=50
T6 N010 N011 N001 N005 Td={dt}
Z0=50
T7 N014 N017 N010 N011 Td={dt}
Z0=50
T8 N020 N021 N014 N017 Td={dt}
Z0=50
T9 N024 N025 N020 N021 Td={dt}
Z0=50
T10 N001 N005 ch1 ch1- Td=5n Z0=50
B1 d1 0
V=if(V(o1)>th|V(d1)>0.5,5,0)
B2 d2 0
V=if(V(o2)>th|V(d2)>0.5,5,0)
T11 N024 N025 ch2 ch2- Td=5n Z0=50
R3 N013 P001 50
R6 N005 0 100G
R7 N011 0 100G
R8 N017 0 100G
R9 N021 0 100G
R10 N025 0 100G
R11 ch1- ch1 50
R12 ch2- ch2 50
R13 ch2- 0 100G
R14 ch1- 0 100G
C2 y1 N006 10n
R16 y1 0 50
R17 o1 N007 50
C3 0 o1 3n
B3 N006 0 V=-50*(V(ch1)-V(ch1-))
V3 N012 0 PWL({delay} 0 {delay+tr}
{2*amp*c} {delay+tr+50n} {2*amp*c}
{delay+tr+50n+tf} {2*plat*c})
B5 N007 0 V=V(y1)
C1 y2 N015 10n
R15 y2 0 50
R18 o2 N016 50
C4 0 o2 3n
B4 N015 0 V=-50*(V(ch2)-V(ch2-))
B6 N016 0 V=V(y2)
R1 N004 P002 50
V1 N002 0 PWL({delay} 0 {delay+tr}
{2*amp*a} {delay+tr+50n} {2*amp*a}
{delay+tr+50n+tf} {2*plat*a})
R2 N009 P003 50
V2 N008 0 PWL({delay} 0 {delay+tr}
{2*amp*b} {delay+tr+50n} {2*amp*b}
{delay+tr+50n+tf} {2*plat*b})
R4 N019 P004 50
V4 N018 0 PWL({delay} 0 {delay+tr}
{2*amp*d} {delay+tr+50n} {2*amp*d}
{delay+tr+50n+tf} {2*plat*d})
R5 N023 P005 50
V5 N022 0 PWL({delay} 0 {delay+tr}
{2*amp*e} {delay+tr+50n} {2*amp*e}
{delay+tr+50n+tf} {2*plat*e})
L5 N022 P005 500n
V6 N003 N002 PWL({delay2} 0
{delay2+tr} {2*amp*a2}
{delay2+tr+50n} {2*amp*a2}
{delay2+tr+50n+tf} {2*plat*a2})
L1 N018 P004 500n
L2 N012 P001 500n
L3 N008 P003 500n
L4 N003 P002 500n
.tran 0 1u 200n .25n
.param a=1 b=0 c=0 d=0 e=0
.param dt=7.5n r=20n th=1.05
.param amp=-375m plat=-10m tr=20n
tf=220n delay=500n
delay2=delay+100n
.param a2=0 b2=0 c2=0 d2=0 e2=0
.backanno
.end

```

A.2 Fotos del montaje



Fig. A.2.1 *Montaje experimental y línea de retardo discreta.*

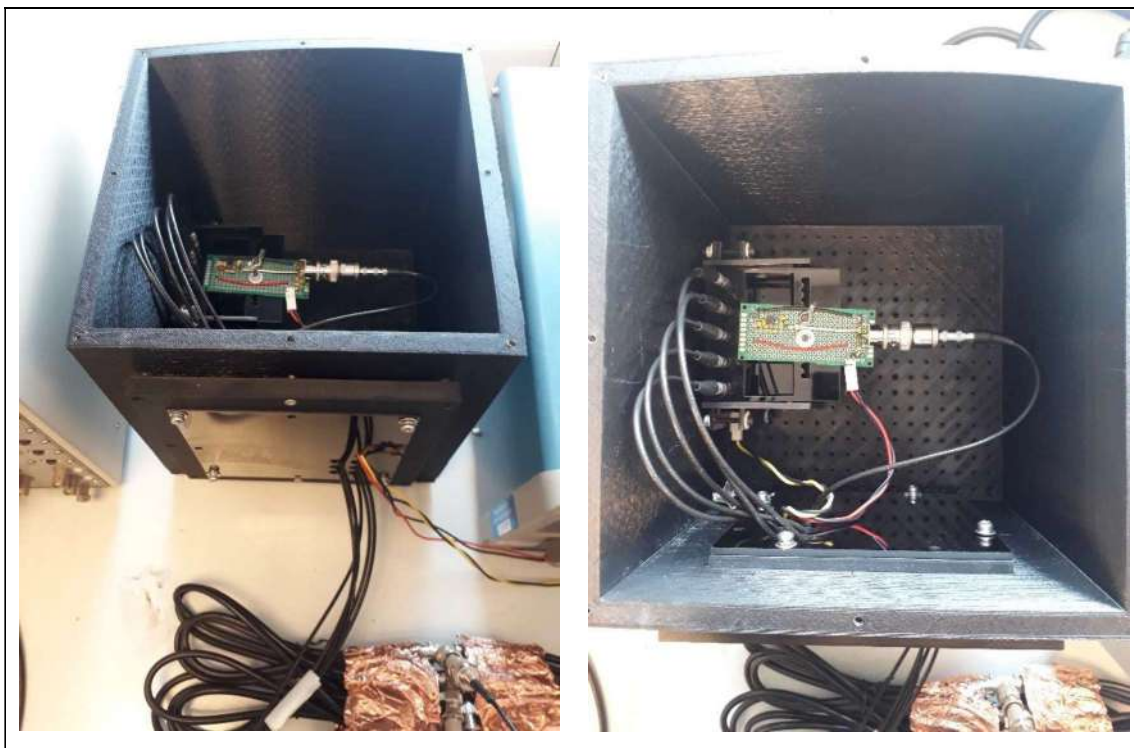
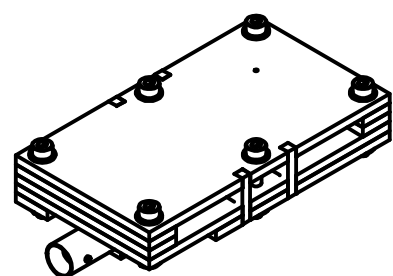
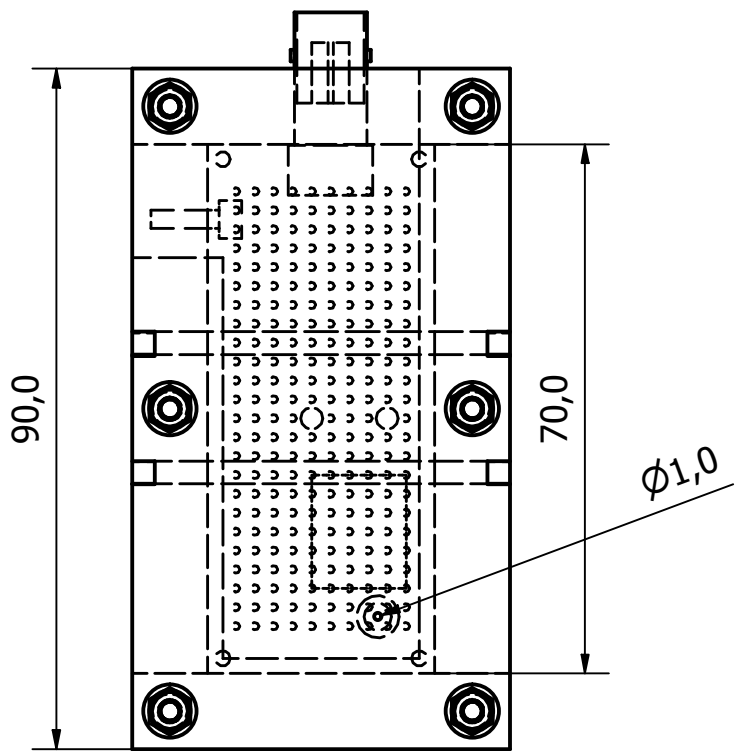


Fig. A.2.2 *Caja oscura.*

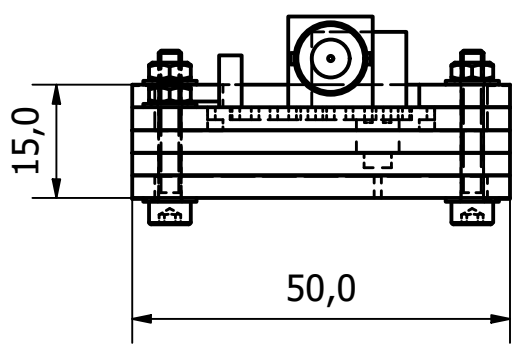
1

2

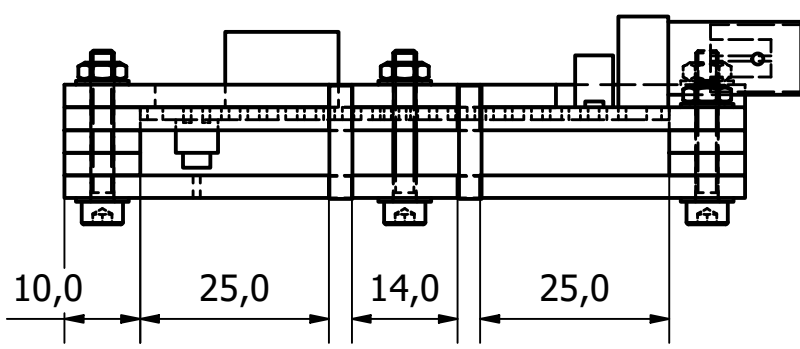
TOP (1 : 1)



FRONT (1 : 1)



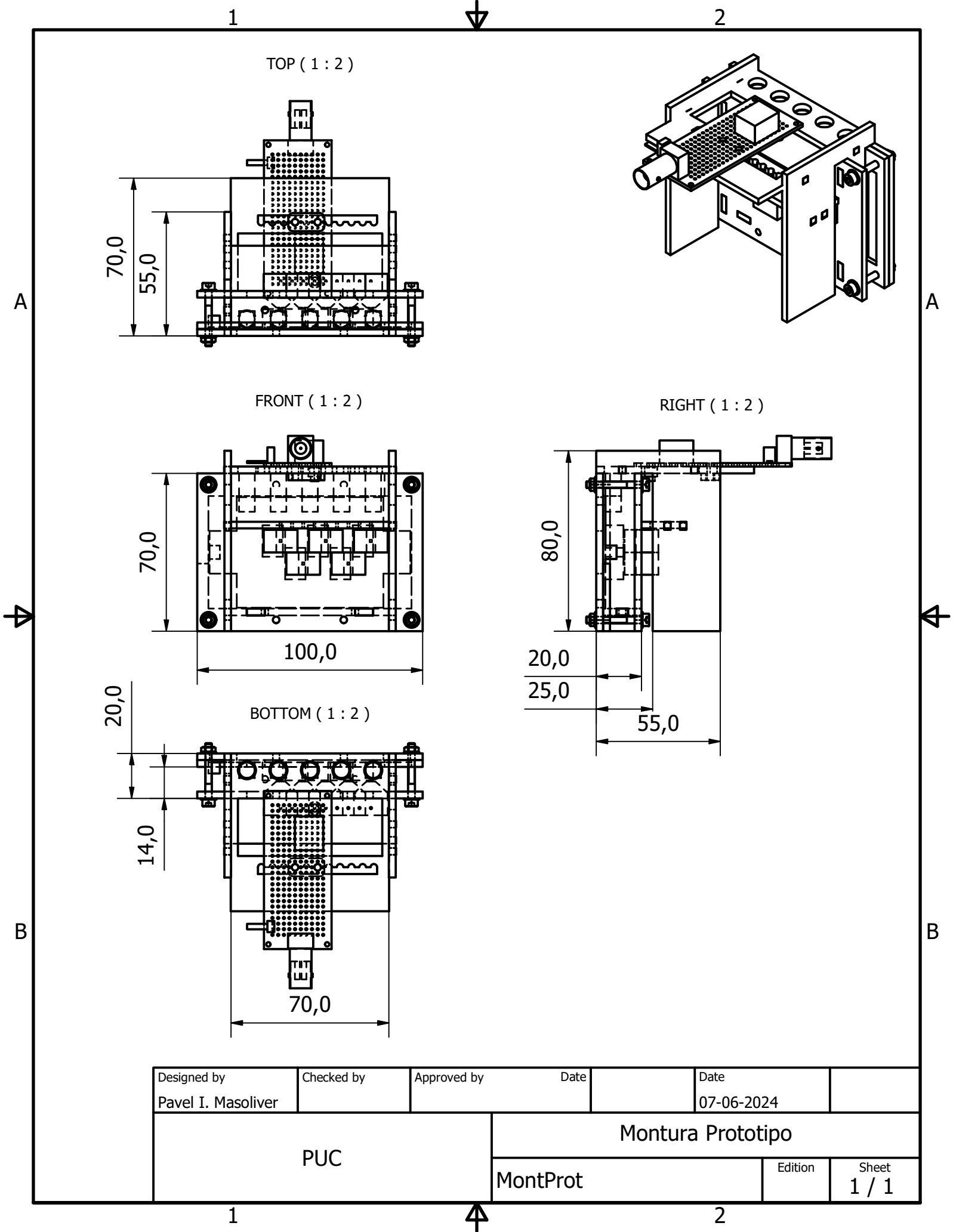
RIGHT (1 : 1)



Designed by Pavel I. Masoliver	Checked by	Approved by	Date	Date	
				07-06-2024	
PUC			Montura Láser		
			MontLaser	Edition	Sheet 1 / 1

1

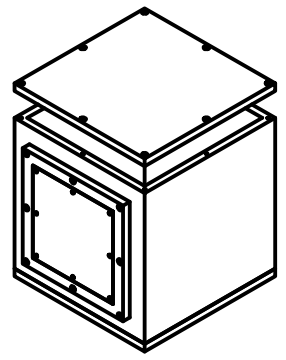
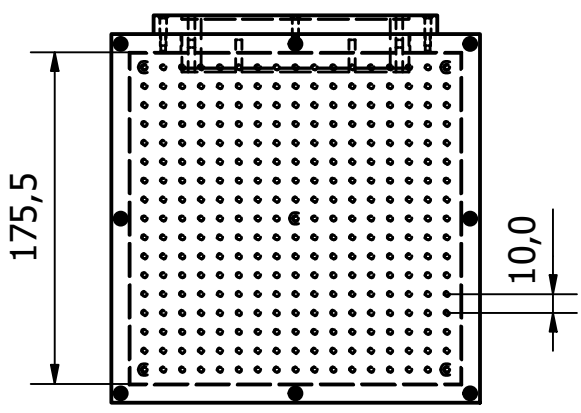
2



1

2

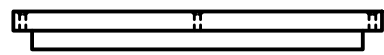
TOP (1 : 4)



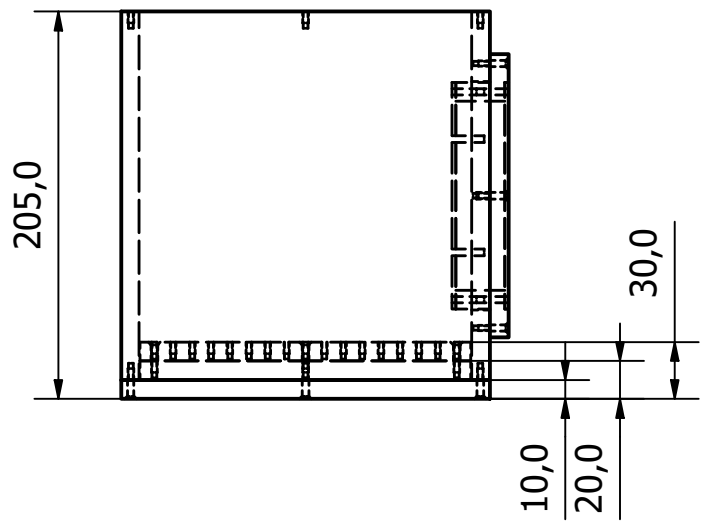
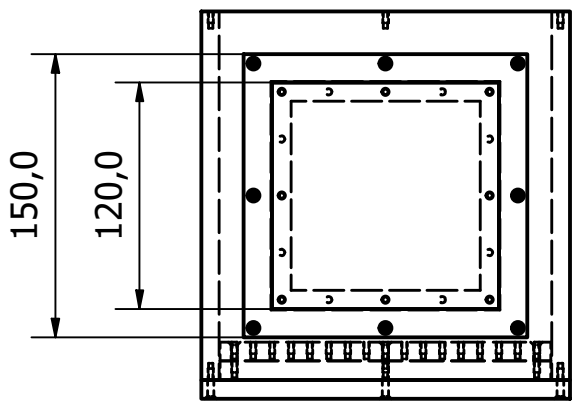
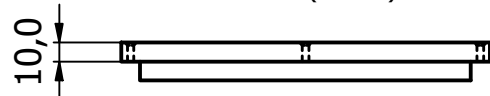
A

A

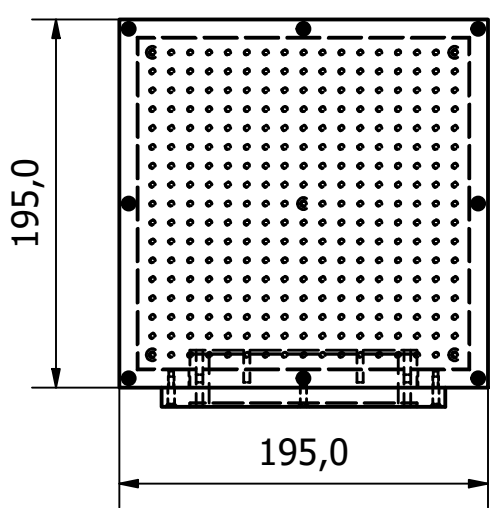
FRONT (1 : 4)



RIGHT (1 : 4)



BOTTOM (1 : 4)



B

B

Designed by Matías Liz	Checked by	Approved by	Date	Date 07-06-2024	
PUC			Caja oscura		
			CajaOscura	Edition	Sheet 1 / 1

1

2

