



Tesis Doctoral  
José María Blasco Igual



Contribuciones al procesado hardware de la señal para detectores de radiación de alta resolución espacial con lectura por matriz de fotodiodos: diseño de un prototipo funcional basado en FPGA

TESIS DOCTORAL



Contribuciones al procesado hardware de la señal para detectores de radiación de alta resolución espacial con lectura por matriz de fotodiodos: diseño de un prototipo funcional basado en FPGA

José María Blasco Igual

Dirección  
Dr. Enrique Sanchis Peris  
Dr. José David Martín Guerrero

2013



VNIVERSITAT  
D VALÈNCIA

Departamento de Ingeniería Electrónica

Tesis Doctoral

**Contribuciones al procesamiento hardware de la señal  
para detectores de radiación de alta resolución  
espacial con lectura por matriz de fotodiodos:  
diseño de un prototipo funcional basado en FPGA**

Presentada por:

José María Blasco Igual

Dirigida por:

Enrique Sanchis Peris

José David Martín Guerrero

*Valencia, Abril 2013*







# Agradecimientos

---

Los agradecimientos, paradójicamente lo último que se escribe pero lo primero que se lee. Posiblemente también lo primero que se deja de leer. En ocasiones un mero formalismo...y lo es en cierta manera. Pero no por ello es menos cierto que un trabajo como este no lo hace una sola persona. Como cuando se logra una medalla en las olimpiadas, el balón de oro, o un premio de la academia de cine, los ganadores siempre dicen frases del tipo «...son muchas las personas que han hecho esto posible...». No pretendo comparar unos méritos con otros, pero me doy cuenta ahora de lo cierto que es. Es por esto que resulta difícil establecer un orden, ya que *son muchas las personas que han hecho posible* este trabajo de tesis doctoral a distintos niveles. Por ello, el seguido en este pasaje no presenta una jerarquía. Simplemente, y a pesar de los formalismos, surge la necesidad de agradecer a todos aquellos que de alguna manera me han ayudado a desarrollar este trabajo, así como a aligerar la carga durante estos años, o me han motivado constantemente para llegar a concluir este reto, acompañándome en el camino y haciéndolo más llevadero. Y lo digo de forma sentida, pues todos habéis aportado vuestro granito y formáis parte de ella.

A mis directores de tesis, Enrique y José David. Me viene a la mente cuando me presenté por primera vez en el despacho de Enrique sin saber aún quién era, todavía en el edificio de Física, y me propuso hacer un trabajo de radiaciones ionizantes. Por aquel entonces, de eso, yo no tenía ni idea. Por casualidades de la vida y porque es muy cierto aquello de que *el mundo es un pañuelo*, cosa de un año después nos encontrábamos sentados, junto con Vicente y Fernando, discutiendo el inicio de esta tesis. Por ser una persona dedicada a tu trabajo, exigente con los demás como lo eres contigo mismo, lo que ayuda a que saquemos lo mejor de cada uno, por tu implicación constante y tu continua ayuda, capaz de contestarme un mail al minuto un domingo a las doce de la noche. He aprendido valores tanto a nivel personal como profesional, te mereces mi más sentido agradecimiento. José, sin duda tu contribución ha sido de vital importancia. Al poco nos dimos cuenta de que tus aportaciones, bien merecían un mínimo de reconocer tu papel en esta tesis. Siempre dispuesto a colaborar, opinar y resolver cualquier duda y por esto, te lo agradezco.

co abiertamente. Deseando emprender los nuevos retos que tenemos en marcha y de que colaboremos por muchos años.

A mis compañeros de trabajo, que habéis estado conmigo resolviendo dudas, riéndonos, comiendo, descansando e incluso de cervecitas o alguna salida nocturna. A Domingo, por tu inestimable ayuda para llevar a cabo el trabajo de simulaciones, tu aportación no tiene precio; a Xavi, compañero y amigo, contigo he pasado el día a día de esta tesis; a Diego, gran persona y siempre dispuesto a ayudar, espero que podamos disfrutar más viajes como el de SF; a Fernando, pese a no formar hoy día parte del grupo, fuiste de gran ayuda en los inicios, que siempre son un poco complicados; y a Vicente, que has estado ahí en todo momento cuando he necesitado cualquier cosa. Sois un grupo al que no se le puede pedir más. Asimismo, me gustaría hacer mención a otros compañeros como *Gess, José, Julio, Jesús, Rai, Jaime*, y compañeros del departamento de Fisioterapia, *Laura, Yolanda, Pepes, José, Josep, Anna, Quique...*

En especial a *Alex, Toni, Agus, Prim, Vitín, Gustazo...* aunque no os puedo nombrar a todos, quiero incluíros en estas líneas, pues todos habéis estado ahí en muchos momentos. A nivel personal, estoy gratamente sorprendido por el interés que habéis mostrado en todo momento, bien porque yo he sido muy pesado y he estado muy implicado, bien porque siempre os habéis preocupado en conocer la evolución. Me viene una sonrisa al recordar frases del tipo «*Chema, deja de acelerar partículas y vamos a tomarnos una cervecita...*»

Por último, pero como he dicho inicialmente, no por eso menos importante, quiero destacar la ayuda que SIEMPRE me ha dado mi familia. A mi padre, porque eres una persona a la que quiero y por la que siento una gran admiración y respeto; soy consciente y agradezco el interés que has mostrado por conocer el estado de la tesis en cada instante. A Clara, por tu alegría y tu vitalidad, que sin duda son virtudes que te caracterizan, y por tener siempre una sonrisa; ánimo, porque antes de que te des cuenta estarás tú escribiendo estas líneas. Y a mi madre, lógicamente por tu experiencia en este campo, pero principalmente por ser inmejorable en el papel de madre. Por querer siempre lo mejor para mí y luchar para conseguirlo, por tu enorme ayuda durante este camino...y siempre. Sois una constante en mi vida y por eso tengo claras dos cosas: soy lo que soy y estoy donde estoy por vosotros. Por eso os estoy y estaré infinitamente agradecido. A mis abuelos, Juana y Alfredo. Incluyo en este párrafo a Yolanda, ya que la considero parte de *mi* familia, quizás quien más me ha tenido que aguantar en estos años, te quiero, y tranquila que a la

pregunta... *¿Cuándo nos vamos de viaje?* le queda poquito para estar resuelta ;)

Como se suele decir «*El final de un camino no es más que el principio de otro...*» con lo que espero continuemos juntos por el próximo, y si por circunstancias de la vida alguna vez los nuestros se separan, confío nos volvamos a encontrar...





# Resumen

---

Aplicaciones de física médica y nuclear para el diagnóstico por imagen o la radioterapia de alta precisión, así como otras de carácter industrial, tales como la implantación iónica en microelectrónica, requieren de dispositivos capaces de conocer la posición de un haz de partículas con alta resolución. El detector de radiación utilizado para determinar la posición de interacción de una partícula o de un haz, en éstas y otras aplicaciones físicas, se denomina hodoscopio. Y su función es proporcionar la característica espacial del haz.

La tecnología basada en fibra óptica centelleadora es una solución al problema de posicionamiento de alta precisión que ha ido adquiriendo importancia en los últimos tiempos. En concreto, un hodoscopio basado en esta tecnología se construye configurando planos de detección con fibras paralelas y equidistantes, cada uno siguiendo un eje de coordenadas. Así, un solo plano proporciona la posición de interacción en  $(x)$  y dos planos en  $(x, y)$ . Otras configuraciones contienen cuatro o incluso seis, en cuyo caso se puede obtener información sobre la dirección, además de la posición de las partículas.

El objetivo de este trabajo es doble: por un lado, proponer una solución al *read-out* de un prototipo de hodoscopio de alta resolución como el descrito y, por el otro, proporcionar la posición de interacción del haz con el detector con alta precisión. El prototipo sobre el que se ha trabajado para cumplirlos, contiene un solo plano de detección, en el que las fibras se han colocado en posiciones arbitrarias.

Para lograr el primer objetivo, se realiza una propuesta de diseño electrónico del *read-out* para llevar a cabo la lectura de la señal de luz y su posterior procesado, basada en una matriz de fotodiodos de silicio. Se pretende demostrar la viabilidad de esta propuesta. El diseño lo completa un controlador de la matriz, cuya función es manejar los tiempos de integración de la carga y salida de datos, y un módulo de expansión a modo de *mezzanine* que cumple con los requisitos de digitalización, todo ello controlado por una placa de *Xilinx* para diseño *hardware* con dispositivo FPGA.

Se prepara un *setup* a partir de la electrónica descrita conectada al prototipo y se realizan pruebas experimentales con fuente radiactiva, consiguiéndose buenos resultados y prestaciones del dispositivo. Para validar y dar coherencia a los resultados de las pruebas, se modelan simulaciones del detector a la medida de éstas. En aplicaciones de física, es muy común el empleo de simuladores Monte Carlo como Geant4. Tras una estandarización de los resultados de ambos entornos, éstos se cotejan para demostrar la validez de la propuesta realizada.

Por lo que se refiere al segundo objetivo, obtener la posición de interacción del haz con el detector con alta precisión, queda garantizado por las características intrínsecas del prototipo, ya que sus fibras son de secciones submilimétricas, siendo la resolución del mismo orden. Sin embargo, en algunos casos, las aplicaciones mencionadas pueden requerir de incluso mayores prestaciones. Por ello, se plantea implementar técnicas de procesamiento de señal para aumentar la resolución espacial. Se realiza una propuesta de dos posibles métodos. El primero, uno probabilístico de estimación utilizado comúnmente en aplicaciones de física nuclear, el Estimador de Máxima Verosimilitud. El segundo, un método de regresión no lineal de ajuste por mínimos cuadrados basado en el Algoritmo de Levenberg-Marquardt.

La posibilidad de proporcionar la posición de interacción con alta resolución en tiempo real, únicamente a partir del diseño electrónico propuesto, motivan la implementación *hardware* de los algoritmos en la propia FPGA, consiguiéndose de esta manera un sistema compacto.

Cabe destacar el hecho de que la presente tesis en ingeniería electrónica queda enmarcada en un contexto multidisciplinar de instrumentación para aplicaciones físicas. En efecto, engloba conocimientos de distintas ciencias que van desde la física nuclear, detectores de radiación, entornos de simulación Monte Carlo, electrónica digital y técnicas de procesamiento de señal.

# Abstract

---

Medical and nuclear physics applications for imaging diagnosis or high precision radiotherapy, as well as other industrial techniques, such as the ion implantation in microelectronics, demand high resolution beam tracking capabilities. The so-called hodoscopy is a radiation detector aimed at determining the particle or the beam interaction position; it has been applied to a wide range of problems in the Physics framework. Its goal is to provide the beam spatial feature.

Plastic scintillating fiber based technology is a solution to the positioning problem, and its interest has increased in the last few years. In particular, a hodoscope like the one proposed in this work, is built by configuring detection planes with parallel fibers, placed one besides the other at the same distance. Each one of the planes follows the direction of one spatial coordinate axis. Therefore, one plane provides the interaction position in  $(x)$  and two planes in  $(x, y)$ . Other configurations are built with four or even six planes, in such case it is possible to get information about the direction of the particles, in addition to their positional information.

This work has two main objectives: on the one hand, to propose a solution to carry out the read-out of a high resolution hodoscope prototype like the one described and, on the other hand, to provide the beam-detector interaction position with high precision. The prototype, with which the research has been developed, only has one of the detection planes, in which the fibers have been located in arbitrary positions.

In order to accomplish the first goal, an electronic design proposal is made in order to carry out the light signal read-out and its posterior processing. The design is based on a silicon photodiode array. It is intended to demonstrate the feasibility of this proposal. The design is completed with an array controller which is capable of managing the charge integration times and with an expansion module built as a *mezzanine* that fulfils the digitization requirements. All the system is controlled by a FPGA-based Xilinx evaluation board for hardware designs.

With the aforementioned devices, a setup is prepared by connecting them with the prototype. Experimental tests are performed later on with a radioactive source,

accomplishing good results regarding noise levels and performances. In order to validate the results from these tests, detector simulations are modeled according to the real one. Indeed, the use of Monte Carlo simulators such as Geant4 is quite common in Physics applications. After carrying out data standardizations from the results achieved in both environments, they are compared. With this, the feasibility of the proposal is finally demonstrated.

Regarding the second objective, to provide the beam interaction position with high resolution, is important to notice that this is guaranteed from the intrinsic prototype features, such as the submillimetric fiber cross-sections. However, in some cases, the aforementioned applications may require even higher performances. Hence, it is decided to evaluate data processing techniques in order to increase the spatial resolution. Two approaches are proposed. The first one, a probabilistic model for estimation commonly used in nuclear physics applications, the Maximum Likelihood Estimator. The second one, nonlinear least squares regression fit based on the Levenberg-Marquardt algorithm.

The possibility of providing the interaction position with high resolution in real time, just by making use of the proposed electronics design, and without utilizing external processors, motivates the algorithm hardware implementation in the FPGA, thus obtaining a compact system.

It is important to emphasize the fact that this electronic engineering PhD work is framed in a multidisciplinary context of instrumentation for Physics applications. Indeed, it encompasses related knowledge within different areas from nuclear physics to radiation detectors, Monte Carlo simulation environments, data processing techniques and to digital electronics.

# Resum

---

Aplicacions de física mèdica i nuclear per al diagnòstic per imatge o la radioteràpia d'alta precisió, així com altres de caràcter industrial, com ara la implantació de ions en microelectrònica, requereixen de dispositius capaços de conèixer la posició del feix de partícules en alta resolució. El detector de radiació emprat per a determinar la posició d'interacció d'una partícula o un feix en estes i altres aplicacions de física, es denomina hodoscopi. La seua funció es proporcionar característica espacial del feix.

La tecnologia basada en fibra òptica centellejadora és una solució al problema de posicionament de precisió que ha anat adquirint importància en els últims temps. En concret, un hodoscopi d'aquest tipus es construeix configurant plànols de detecció amb fibres paral·leles i equidistants, cadascun seguint un eix de coordenades. Així, un plànol a soles proporciona la posició de interacció en  $(x)$  i dos plànols en  $(x, y)$ . Altres configuracions contenen quatre o inclús sis, en aquest cas es coneix la informació sobre la direcció, a més de la posició de les partícules.

L'objectiu d'aquest treball es doble: per una banda, proposar una solució per al *read-out* d'un prototip d'hodoscopi d'alta resolució com el descrit i, per altra, proporcionar la posició d'interacció del feix amb el detector en alta resolució. El prototip sobre el qual s'ha treballat conté un sol plànol de detecció, en el que les fibres s'han col·locat en posicions arbitràries.

Per a acomplir el primer objectiu, es realitza una proposta de disseny electrònic del *read-out* per a realitzar la lectura de la senyal de llum i el seu posterior processat, que està basada en una matriu de fotodíodes de silici. Es pretén demostrar la viabilitat d'eixa proposta. El disseny es completa amb un controlador de la matriu capaç de controlar els temps d'integració de la càrrega i un mòdul d'expansió com a *mezzanine* que a compleix en els requisits de digitalització, tot controlat per una placa de *Xilinx* per a disseny *hardware* basat en un dispositiu FPGA.

Es prepara el *setup* a partir dels dispositius proposats que es connecten al prototip i es realitzen proves experimentals amb font radioactiva, aconseguint bons resultats

en allò referent a nivells de soroll i prestacions. Per validar i donar coherència als resultats obtinguts en aquestes proves, es modelen simulacions del detector a la mesura de les proves reals. En aplicacions de física, es molt comú utilitzar simuladors Monte Carlo, com per exemple Geant4. Després d'una estandardització dels resultats de ambdós entorns, aquestos es comparen, en la qual cosa queda demostrada la validesa de la proposta realitzada.

En lo referent al segon objectiu, proporcionar la posició de interacció del feix en el detector en alta resolució, cal dir que s'aconsegueix gràcies a les característiques intrínseques del prototip, perquè les seues fibres són de seccions submil·limètriques, sent la resolució del mateix ordre. No obstant, en alguns casos, les aplicacions mencionades poden requerir de prestacions inclús majors. Per aquest motiu, es planteja implementar tècniques de processament digital per tal d'augmentar la resolució espacial. Es realitza una proposta de dos mètodes. El primer, un probabilístic d'estimació utilitzat comunament en aplicacions de física nuclear, l'Estimador de Màxima Versemblança. El segon, un mètode de regressió no lineal d'ajust per mínims quadrats basat en l'algoritme de Levenberg-Marquardt.

La possibilitat de proporcionar la posició d'interacció en alta resolució en temps real, únicament amb el disseny electrònic proposat i sense necessitat de fer ús de processadors externs, motiven la implementació *hardware* dels algoritmes en la pròpia FPGA, aconseguint d'aquesta manera un sistema compacte.

Cal destacar el fet de que la present tesi d'enginyeria electrònica queda emmarcada en un context multidisciplinari d'instrumentació per a aplicacions de física de partícules. En efecte, engloba coneixements de distintes ciències que van des de la física nuclear, detectors de radiació, entorns de simulació Monte Carlo, electrònica digital i tècniques de processament de senyal.

# Índice

---

## Capítulo 1 Introducción

1.1	Motivación de la tesis doctoral.....	3
1.2	Objetivos.....	6
1.3	Metodología .....	7
1.4	Esquema de la tesis .....	9

## Capítulo 2 Hodoscopia de alta resolución para posicionamiento de haces

2.1	Hodoscopia.....	13
2.2	Aplicaciones del sistema de hodoscopia de alta resolución basado en FOC.....	18
2.2.1	Aplicación en hadronterapia.....	18
2.2.2	Cámara Compton.....	21
2.2.3	Aplicación en Radioterapia.....	23
2.2.4	Rastreo de haces para detección e imagen de Rayos-X .....	24
2.2.5	Rastreo de haces en Microelectrónica. Aplicación en implantación de iones .....	24
2.3	Materiales centelleadores.....	25
2.3.1	Fibras Ópticas Centelleadoras .....	27
2.3.2	Fibras Kuraray SCSF-38.....	29
2.4	Tecnología optoelectrónica .....	30
2.4.1	Características .....	30
2.4.2	Fotodetectores comerciales .....	31
2.5	Aportaciones del capítulo.....	33



## Capítulo 3 Diseño del *read-out*

3.1	Introducción.....	37
3.2	El prototipo del IN2P3.....	38
3.3	Propuesta de diseño de la electrónica de <i>read-out</i> .....	40
3.3.1	Matriz de fotodiodos Hamamatsu S8866-128-02 .....	41
3.3.2	Integrador de carga Hamamatsu C9118-01.....	42
3.3.3	Módulo de expansión Avnet Exp Ism Analog I/O Module .....	44
3.3.4	Xilinx Spartan3A-DSP .....	45
3.3.5	Programación y control del diseño <i>read-out</i> .....	46
3.3.5.1	Arquitectura.....	47
3.3.5.2	Funcionamiento del sistema.....	49
3.3.5.3	Programación de periféricos .....	50
3.3.5.4	Interfaz gráfica y visualización de datos.....	52
3.4	Medidas experimentales .....	53
3.4.1	Bancos de pruebas .....	53
3.4.2	Resultados pruebas experimentales .....	57
3.4.2.1	Ajuste del ADC. Resolución. ....	57
3.4.2.2	Digitalización de señal .....	59
3.4.2.3	Tiempos del detector.....	60
3.4.2.4	Pedestales del detector .....	61
3.4.2.5	Ruido del sistema .....	64
3.4.2.6	Pruebas con fuente radiactiva.....	65
3.4.2.7	Relación señal-ruido (SNR).....	66
3.4.2.8	Linealidad del detector .....	68
3.4.2.9	Crosstalk .....	69
3.4.3	Consideraciones según aplicación .....	71
3.5	Aportaciones del capítulo.....	72

## Capítulo 4 Análisis del prototipo mediante simulacion Monte Carlo

4.1	Introducción.....	75
4.2	Simulaciones del prototipo con fuente de Sr-90 .....	76
4.2.1	Modelado del prototipo .....	77
4.2.2	Modelado de la fuente de Sr-90 .....	78
4.2.3	Resultados .....	79

4.2.4	Validación de resultados .....	81
4.3	Otros escenarios .....	86
4.3.1	Modelados adicionales .....	88
4.3.2	Resultados .....	89
4.3.2.1	Simulaciones con protones.....	89
4.3.2.2	Simulaciones con dos planos de fibras .....	92
4.3.2.3	Simulaciones para medidas de atenuación .....	94
4.4	Aportaciones del capítulo.....	96

## **Capítulo 5 PDS para la estimación del centroide de posición unidimensional**

5.1	Introducción.....	99
5.2	Estimación de la posición. Procedimiento de cálculo y limitaciones ...	101
5.3	Estimación del centroide unidimensional por el Principio de Máxima Verosimilitud.....	104
5.3.1	Estimador de Máxima Verosimilitud .....	106
5.3.2	Aplicación del EMV a los resultados obtenidos .....	109
5.4	Estimación del centroide unidimensional mediante el ALM .....	113
5.4.1	Algoritmo de Levenberg-Marquardt.....	114
5.4.2	Aplicación del ALM a los resultados obtenidos .....	116
5.5	Comparación de las técnicas de procesado .....	119
5.6	Aportaciones del capítulo.....	121

## **Capítulo 6 Implementación del EMV y del ALM en FPGA**

6.1	Introducción.....	125
6.2	Análisis de las técnicas de procesado .....	125
6.2.1	Limitaciones de la implementación.....	126
6.2.2	Herramientas de síntesis de alto nivel.....	129
6.2.3	Consideraciones.....	130
6.3	Implementación de los algoritmos en FPGA.....	132
6.3.1	Antecedentes.....	132
6.3.2	Metodología .....	132
6.3.3	Funcionamiento del sistema .....	133

6.3.4	Implementación de las técnicas de procesado .....	134
6.3.4.1	Implementación del EMV .....	135
6.3.4.2	Implementación del ALM .....	138
6.3.5	Comparación de las prestaciones y recursos utilizados .....	142
6.4	Análisis de resultados.....	143
6.4.1	Metodología .....	143
6.4.2	Resultados del EMV .....	144
6.4.3	Resultados del ALM .....	146
6.4.4	Comparación de técnicas de procesado .....	150
6.4.5	Valoración de las HLST .....	153
6.5	Aportaciones del capítulo.....	154

## **Capítulo 7 Conclusiones y líneas futuras**

7.1	Conclusiones.....	159
7.1.1	Análisis final del trabajo realizado .....	159
7.1.2	Conclusiones del trabajo .....	165
7.2	Aportaciones .....	166
7.3	Líneas futuras .....	167

<b>Acrónimos</b>	.....	<b>171</b>
------------------	-------	------------

<b>Figuras</b>	.....	<b>175</b>
----------------	-------	------------

<b>Tablas</b>	.....	<b>183</b>
---------------	-------	------------

<b>Referencias</b>	.....	<b>185</b>
--------------------	-------	------------



# Capítulo 1

## Introducción

---

*En este capítulo se introduce el trabajo llevado a cabo durante la realización de la presente Tesis Doctoral, con descripción de las motivaciones iniciales de la investigación, la metodología seguida para demostrar la hipótesis propuesta y la presentación del esquema de cada uno de los capítulos que conforman esta disertación.*

---



## 1.1 Motivación de la tesis doctoral

Desde el descubrimiento de los rayos-X por W. Roentgen en 1895 (primer premio Nobel de Física, en 1901), la radiactividad natural por H. Becquerel en 1896 y el radio por Pierre y Marie Curie en 1898, el interés por el estudio de los fenómenos radiactivos así como por sus posibles campos de aplicación ha ido en aumento. Hoy en día, los grandes campos de investigación que tienen como objetivo conseguir un mayor entendimiento de los fenómenos e interacciones que se producen en entornos radiactivos son la física nuclear y la física médica. Por una parte, la física nuclear estudia el comportamiento y propiedades de los núcleos atómicos y las partículas subatómicas, así como sus interacciones. Por otra, la física médica aplica estos conocimientos (o parte de ellos) a la medicina, principalmente para el diagnóstico de enfermedades y su tratamiento; según la Sociedad Española de Física Médica (SEFM)<sup>1</sup>, ésta queda definida de la siguiente manera: “...es una ciencia interdisciplinaria que, a partir de conocimientos, métodos y técnicas de la Física, ayuda a resolver problemas actuales de la Medicina, fundamentalmente en lo concerniente a imágenes médicas, radioterapia, medicina nuclear y protección radiológica...”

En física nuclear, un profundo entendimiento de las partículas subatómicas conlleva experimentación con energías y ratios de colisión cada vez mayores. La necesidad de obtener progresivamente medidas más precisas de los sucesos resultantes de estas colisiones, ha supuesto un desarrollo tecnológico de la instrumentación nuclear que ha ido en paralelo a los requerimientos de los experimentos realizados. En algunos de éstos, conocer la dirección de las partículas o los haces radiactivos y determinar su posición, así como tener un conocimiento preciso de la dirección y el lugar de interacción de las partículas incidentes o resultantes, proporciona una información valiosa para conseguir este objetivo.

---

<sup>1</sup>Página web de la SEFM: <http://www.sefm.es/>

Por su parte, los equipos de física médica necesitan de un continuo control de calidad para un correcto calibrado de la instrumentación empleada en las distintas aplicaciones, asegurando que las dosis recibidas por el paciente son las prescritas y garantizando la protección radiológica. Por ello, tener un conocimiento preciso de la dirección de los haces de partículas empleados es de gran utilidad.

Se observa pues la importancia en ambos campos de disponer de tecnología capaz de dar información posicional precisa. Específicamente, el sistema de detección que da una información posicional de un haz de partículas se conoce como hodoscopio.

La hodoscopía de alta resolución es uno de los campos que presentan gran atractivo en el ámbito de estudio del monitorizaje de haces radiactivos de precisión en distintas aplicaciones médicas. En particular, diversos grupos de investigación han enfocado este problema hacia aplicaciones para el tratamiento de tumores profundos o próximos a órganos vitales, como es el caso de la hadronterapia. Sin embargo, y tal y como se ha introducido, se trata de una tecnología que puede ser utilizada en múltiples campos de aplicación, no sólo médicos, sino también de experimentación o industriales. Ejemplos son aquellos en los que se requiere tener certeza, precisión y una alta resolución en la estimación de la posición de incidencia de un haz radiactivo, como se detalla en el Capítulo 2.

Dadas las condiciones mecánicas, geométricas y de detección que presentan los plásticos centelleadores, la tecnología basada en Fibra Óptica Centelleadora (FOC) resulta de especial interés en este campo de aplicación. Por ello, el grupo de investigación del IN2P3<sup>2</sup> propone la construcción de un prototipo de sistema de hodoscopía de alta resolución basado en esta tecnología para su estudio e investigación, presentándolo como posible solución al problema de estimación posicional precisa de un haz. En concreto, el dispositivo se diseña con un plano de detección configurado a partir de FOC de secciones submilimétricas, con el que es posible estimar el punto de máxima interacción entre el haz de partículas y el detector en una coordenada del espacio (plano  $x$ ). Asimismo, se decide situar FOC sólo en posiciones concretas de este plano para realizar el estudio (tal y como se expone en el Capítulo 3). La construcción con una geometría como la descrita permite desarrollar un trabajo de investigación que posibilita evaluar la viabilidad de esta instrumentación y, a partir del cual, se pueden implementar de forma (casi) inmediata dispositivos

---

<sup>2</sup> IN2P3 (*Institut National de Physique Nucléaire et de Physique des Particules*), grupo del CNRS (*Centre Nationale pour la Recherche Scientifique*), Palaiseau (Paris), <http://www.in2p3.fr/>



con dos o más planos de detección, con los que estimar la característica posicional y temporal en dos coordenadas del espacio o precisar la dirección de las partículas.

Tradicionalmente, el *read-out* de dispositivos de monitorizaje basados en FOC se ha llevado a cabo con cámaras *Charged-Coupled Devices* (CCD), motivado principalmente por las buenas características que presentan en cuanto a resolución espacial, temporal y eficiencia cuántica. El hándicap de estos detectores es su elevado coste y tamaño. De ahí que, a partir del sistema de detección expuesto, se realice un propuesta de diseño de la electrónica de *read-out* para este prototipo con el fin de, además de ofrecer una alternativa a las ya mencionadas cámaras, proporcionar una solución al menos equivalente en cuanto a prestaciones. Igualmente, se persigue cumplir con las especificaciones requeridas por un sistema de detección de estas características, tales como el control, niveles de ruido y relación señal ruido. Por último, el diseño ha de resultar una solución menos costosa y más portable. Con todo ello se lleva a cabo el estudio propuesto, en el que se realiza una puesta a punto del detector con un montaje del prototipo conectado a electrónica de *read-out*. Además, se comprueba su funcionamiento evaluando la lectura de la señal proporcionada por una matriz de fotodiodos de silicio a partir de pruebas con fuente radiactiva.

En experimentos de física médica o nuclear que hacen uso de tecnología para detección de radiación, es común el empleo de entornos de programación que sean capaces de predecir los fenómenos ocurridos cuando las partículas atraviesan la materia. Gracias a ello, se consigue un mayor entendimiento de éstos pero además, se logran predecir resultados y reducir posibles fuentes de error. Por este motivo se toma la decisión de llevar a cabo simulaciones Monte Carlo haciendo uso del entorno de programación Geant4. En éstas, se modela el detector según las condiciones propuestas en las pruebas de funcionamiento reales, con el fin de verificar sus resultados. Finalmente, y de forma complementaria, se proponen simulaciones adicionales con las que se puede evaluar la viabilidad del dispositivo en otras aplicaciones y bajo distintas condiciones de medida.

Por otra parte, uno de los objetivos principales es obtener una estimación posicional con alta resolución, lo que ha establecido las características geométricas de construcción del prototipo propuesto. No obstante, la resolución del sistema viene impuesta por la separación entre fibras centelleadoras. La aplicación de técnicas de procesado de señal a los datos adquiridos puede dotar al sistema de una mayor

resolución, por lo que se plantea conseguir estimaciones posicionales más precisas mediante el estudio e implementación de estos métodos.

La posibilidad configurar un sistema compacto que no necesite procesadores externos para el tratamiento de datos, motiva la elección de los posibles algoritmos para conseguir un incremento en la resolución del sistema, así como su implementación en el propio diseño propuesto basado en dispositivos FPGA (de sus siglas en inglés, *Field Programmable Gate Array*).

Este es el planteamiento que motiva el inicio de la presente Tesis Doctoral, cuyo desarrollo se irá ampliando atendiendo a las inquietudes y necesidades que suscita un sistema de estas características y que se explica con mayor detalle a lo largo de esta disertación.

## 1.2 Objetivos

Considerando el sistema bajo estudio y las motivaciones, se quiere cumplir con dos objetivos principalmente, dentro de los cuales se engloban las actividades para conseguirlos.

- I. Demostrar la viabilidad de la propuesta de diseño electrónico de *read-out* basado en la matriz de fotodiodos de silicio S8866-128-02 de Hamamatsu, para un prototipo de hodoscopio de alta resolución basado en tecnología de fibra óptica centelleadora. Para conseguirlo se persigue:
  - La realización de pruebas experimentales para comprobar el funcionamiento del detector con fuente radiactiva.
  - La realización de simulaciones Monte Carlo a la medida de las pruebas experimentales para verificar sus resultados.
- II. Proporcionar la característica espacial con alta precisión. Se persigue:
  - Demostrar que, mediante la aplicación de algoritmos probabilísticos y técnicas de procesado de señal, es posible dotar al sistema con una mayor resolución espacial.
  - Demostrar que, a partir de la implementación de éstos en dispositivos a semi-medida con tecnología de diseño *hardware* (FPGA), es posible proporcionar la estimación posicional de la máxima interacción haz-detector en tiempo real, con un sistema compacto basado en el diseño electrónico propuesto.

### 1.3 Metodología

La metodología llevada a cabo para la realización de este trabajo consta de las siguientes fases:

#### **Estudio de los sistemas de hodoscopía**

El trabajo se inicia con un estudio teórico y bibliográfico de la hodoscopía aplicada al campo de la imagen, terapia médica y otras aplicaciones, con el fin de enmarcar el estado actual de las tecnologías utilizadas en este ámbito, así como de establecer las posibles configuraciones y posibilidades existentes. Asimismo, se lleva a cabo un estudio de la tecnología relacionada con la detección de radiación en aplicaciones de física médica y nuclear, con el propósito de adquirir conocimientos tanto de la electrónica e instrumentación asociada, como de los procesos físicos teóricos involucrados en esta área de investigación.

#### **Propuesta del diseño de *read-out* mediante tecnología electrónica a semi-medida**

Se propone el diseño de la electrónica de *read-out* para el sistema de detección. Para ello se parte del problema de verificación del funcionamiento de fotosensores de silicio con configuración en matriz, fabricados por Hamamatsu (Ham1, 2010). Tras estudiar las distintas alternativas para el diseño, se justifica la elección de cada uno de los elementos que conformarán el *read-out* y que consisten en: una matriz de fotosensores encargada de adquirir la señal de luz proveniente de las fibras ubicadas en el prototipo experimental, un driver integrador de carga comercial (Ham2, 2011), un sistema de conversión analógico-digital a modo de *mezzanine* encargado de la digitalización de los datos con una resolución y velocidad de conversión adecuadas a las necesidades del sistema (Avnet, 2008) y, por último, un dispositivo para el control y sincronización de los distintos elementos del sistema, basado en tecnología de diseño *hardware* (FPGA).

#### **Obtención y análisis de resultados del diseño *read-out***

Se lleva a cabo la programación para el control de los componentes y extracción de datos, verificando así el funcionamiento del conjunto. El proceso se implementa en varias etapas. Primero se caracteriza la instrumentación, midiendo los pedestales y el ruido del sistema en un primer banco de pruebas. Posteriormente, se configura

un segundo banco para verificar su funcionamiento con dos fuentes radiactivas, una colimada de Sr-90 (3 MBq), y otra de mayor actividad, también de Sr-90 (33 MBq). Con ello se evalúa su viabilidad y se caracterizan los parámetros del detector.

### **Planteamiento y realización de simulaciones Monte-Carlo**

Se plantea la realización de simulaciones del detector. Seguidamente, se justifica la utilización del entorno de programación para simulaciones Monte-Carlo de procesos físicos conocido como Geant4, proporcionado por el CERN<sup>3</sup>. Éstas pretenden un mayor entendimiento del proceso de deposición energética de distintas partículas radiactivas en fibras ópticas centelleadoras equivalentes a las utilizadas en los ensayos. Con ello, se quiere comprobar la concordancia entre los resultados obtenidos y los experimentales, validando de este modo las pruebas de funcionamiento. Así, y con este fin, se analiza el número de fotones generados por la fibra frente al de electrones incidentes, los cuales tienen las mismas propiedades que los utilizados en el banco de pruebas.

Adicionalmente, se evalúa la viabilidad del detector en otros escenarios. Para ello se modelan simulaciones similares, sustituyendo electrones por protones, y se estiman los resultados que se obtendrían en una instalación de este tipo. Asimismo, se realizan simulaciones en las que se estima la deposición energética en distintos lugares de una misma fibra con el objetivo conocer cómo es la función de decaimiento del número de fotones con la distancia a su eje longitudinal. Finalmente, un último grupo de simulaciones permite valorar una configuración en matriz de fibras con dos planos de detección.

### **Procesado de datos. Estudio y propuesta de algoritmos de ajuste para incrementar la resolución del sistema**

Uno de los objetivos primordiales del sistema es conseguir una elevada resolución espacial en la obtención de la posición del punto de máxima interacción del haz con el detector. Las propiedades intrínsecas del prototipo permiten conseguir este objetivo. Sin embargo, el estudio llevado a cabo sobre hodoscopia de precisión, insta a conseguir un sistema que incremente la resolución espacial intrínseca del prototipo. Con este propósito se realiza un estudio de técnicas de procesado digital de señal para realizar una selección de métodos de ajuste y optimización que resul-

---

<sup>3</sup> CERN (*Centre Européen pour la Recherche Nucleaire*), Ginebra (Suiza), <http://public.web.cern.ch/public/>

ten viables, teniendo en cuenta el tipo de dato de salida que proporciona el sistema, y que permitan incrementar su resolución. Tras el estudio experimental se seleccionan dos posibles algoritmos: por un lado, uno basado en un método probabilístico, el principio de Máxima Verosimilitud (*Maximum Likelihood Estimation*) y, por otro, un método de regresión no lineal de ajuste por mínimos cuadrados mediante el algoritmo de Levenberg-Marquardt. A partir de las soluciones propuestas, y haciendo uso de los datos experimentales obtenidos con el prototipo en los bancos de pruebas, se programan los algoritmos, se valora la optimización conseguida y se verifica el incremento de resolución con cada uno de los métodos.

### **Implementación de algoritmos en dispositivos electrónicos a semi-medida**

Comprobadas las mejoras que aportan al sistema los algoritmos propuestos, se evalúa la posibilidad de realizar un procesamiento de los datos para obtener la posición del punto de máxima interacción del haz-detector *online* y en tiempo real, haciendo uso exclusivo del sistema de control propuesto. Con ello se consigue proporcionar la información posicional sin necesidad de tratamiento de datos *offline* o con un procesador externo. Con esta finalidad, se plantea la realización de un diseño de programación en dispositivos a semi-medida FPGA. Se estima la dificultad de programación de cada uno de los algoritmos y se lleva a cabo una programación tanto *software* como *hardware* en el propio dispositivo, valorando los recursos necesarios. Se comparan los resultados obtenidos en lo concerniente a parámetros como tiempos de ejecución y resolución proporcionada en cada caso, y se determina su aptitud para procesamiento y obtención de resultados en tiempo real.

## **1.4 Esquema de la tesis**

El presente trabajo se estructura en siete capítulos donde se describen el trabajo y la investigación que se ha llevado a cabo:

- En el Capítulo 1 se realiza una introducción a la investigación realizada, su motivación, hipótesis y metodología.
- El Capítulo 2 es de índole teórica y enmarca la presente Tesis Doctoral, introduciendo de manera somera al lector en el concepto de hodoscopía de alta resolución, así como sus posibles campos de aplicación. Además, se realiza una descripción de la tecnología asociada a este campo de investigación. El motivo

es que los conceptos expuestos son referenciados y utilizados a lo largo de desarrollo escrito de este trabajo.

- En el Capítulo 3 se expone la propuesta del diseño de la electrónica de *read-out* para el prototipo de hodoscopio, se detalla el control del sistema, su puesta a punto y se verifica su funcionamiento con fuente radiactiva.
- En el Capítulo 4 se proponen simulaciones del detector realizadas con la herramienta de simulación Geant4 para distintos tipos de partículas. El fin de éstas es validar los resultados obtenidos en el Capítulo 3. Asimismo, se proponen simulaciones adicionales que permiten estimar el funcionamiento del detector en otros escenarios, bajo distintas condiciones y configuraciones.
- En el Capítulo 5 se realiza un estudio de técnicas de procesado de señal para incrementar la resolución intrínseca del sistema de detección; se seleccionan dos algoritmos y se realiza una primera valoración de su viabilidad.
- En el Capítulo 6 se lleva a cabo la implementación de los algoritmos en dispositivos de diseño *hardware* y se exponen los resultados obtenidos.
- Finalmente, en el Capítulo 7, último de este trabajo, se exponen las conclusiones globales, las aportaciones derivadas de la Tesis Doctoral y las líneas de trabajo futuras.

# Capítulo 2

## Hodoscopía de alta resolución para posicionamiento de haces

---

*En el presente trabajo se lleva a cabo la investigación sobre un prototipo de hodoscopio de alta resolución basado en FOC para aplicaciones en las que se utilizan haces de secciones mili y submilimétricas. Por este motivo en este segundo capítulo de índole teórica, se plantea en primera instancia en qué consiste un sistema de detección de radiación para posicionamiento de haces. Seguidamente, se exponen los campos de aplicación que requieren de una alta resolución espacial para, finalmente, introducir la tecnología asociada a este campo.*

---





## 2.1 Hodoscopia

El instrumento utilizado para posicionamiento y rastreo de haces se conoce como hodoscopio. Se define como el dispositivo que traza el camino de una partícula cargada. Otra definición es el grupo de detectores o subdetectores de partículas que proporcionan una información posicional y direccional precisa. La palabra proviene del griego *hodos*, que significa camino y *skopos*, que significa observador. En definitiva se trata de un sistema de detección de radiación que permite determinar la característica espacial de un haz de partículas.

Dejando a un lado de momento la electrónica asociada al *read-out*, se puede explicar de forma sencilla el fundamento de construcción y funcionamiento de un hodoscopio. Como se ha expuesto, su función es determinar cuál es la posición donde se produce interacción de la partícula o haz de partículas con el detector. Para ello, el detector consta de un Área Activa<sup>1</sup> (AA) con una forma y tamaño establecidos según los requerimientos de la aplicación. El AA suele estar pixelada a modo de *matriz* o bien confeccionada con distintos planos o zonas de detección. Así, el sistema queda dividido en distintos subdetectores, cada uno de los cuales proporciona una respuesta distinta (señales con diferente amplitud) ante la incidencia de radiación. Esto permite determinar en qué zona del detector y en qué medida se ha producido, o no, interacción y posibilita estimar su posición. Se puede ver este principio de funcionamiento en la Figura 2.1, donde cada cuadrado representa un subdetector. Se observa cómo el que proporciona mayor señal es el que está en color rojo y, por tanto, el haz incide en mayor medida en esa posición. También se comprueba una menor interacción en las posiciones adyacentes. La zona donde se produce la interacción haz-detector se denomina región de interés (en adelante ROI, de las siglas en inglés *Región Of Interest*) o zona de influencia.

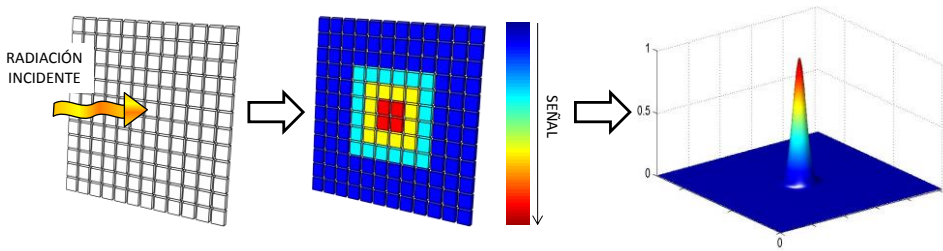
---

<sup>1</sup> Área Activa: es el tamaño de la zona del detector dedicada a la detección de radiación y se suele expresar en términos de longitud al cuadrado.

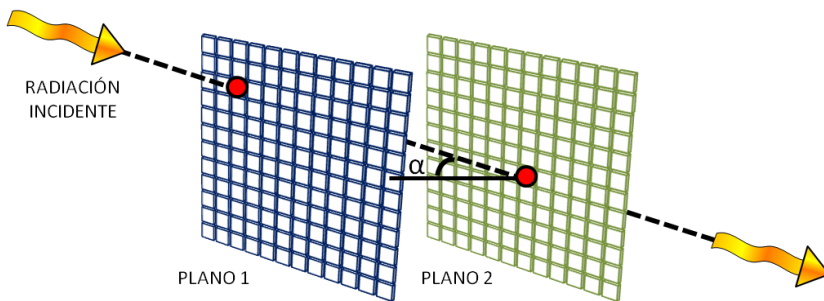
En determinados estudios puede ser interesante además de la posición, conocer la dirección del haz de partículas. En estos casos, el diseño del sistema consta de dos o más planos de detección. Obteniendo la posición de interacción del haz con cada uno, se puede calcular el ángulo entre ambas posiciones y determinar su dirección. En la Figura 2.2 se muestra cómo a partir de la señal de salida de cada subdetector, se obtiene el punto de incidencia del haz en cada plano y con ellos su dirección (ángulo  $\alpha$ ).

Dentro de la tecnología disponible para configurar los planos de detección, resulta atractiva aquella que pueda dotar de alta resolución espacial al sistema. Entre ella se encuentran detectores de estado sólido semiconductores como los *micropixel detectors*, con los que se pueden construir sistemas de posicionamiento basados en la configuración mostrada en la Figura 2.1. Son generalmente de silicio, aunque también de germanio y CsI (Tl) (Cinti, et al., 2007), entre otros. Pueden proporcionar resoluciones de hasta decenas de micras (Allport, et al., 2012) (Chengxing, et al., 2011) (Sadygov, et al., 2006). La desventaja que presentan es su elevado coste y fragilidad.

Otros posibles dispositivos cuyas características de detección pueden proporcionar la posición de interacción de la partícula con el detector con alta precisión son los *microstrip detectors*, detectores a base de microcintas o microfilamentos, que suelen ser generalmente de silicio (Ham03, 2003) (Busoni, 2000), así como las cámaras de gas fabricadas a base de *microstrips* o *micropixels* (Bilebych, et al., 2011) (Parker, et al., 2012) (Ochi, et al., 2001). Finalmente, se incluyen en este apartado los centelladores orgánicos, tanto plásticos como fibras ópticas (Sección 2.3), que son de especial interés teniendo en cuenta la tecnología de detección en la que se basa el prototipo en investigación. Su empleo en hodoscopia puede comprender diversas configuraciones geométricas. Así, los planos de detección o los subdetectores que componen el AA pueden estar colocados en anillo (Ivashkin, et al., 1997) (COSY-TOF), en paralelo (Cardini, et al., 1994) (Gorin, et al., 2006) (Agoristas, 1996), formando un cilindro (Ambrogiani, et al., 1997) o incluso en espiral (Altmeier, 2009), de acuerdo con el campo de aplicación (Daito, 1999) (Rutchi, 1996). En concreto, se describe a continuación un sistema de posicionamiento basado en FOC, puesto que esta es la tecnología en la que se basa la propuesta de detector en el trabajo de investigación desarrollado.



**Figura 2.1** Ejemplo de sistema de detección que proporciona la posición de un haz de partículas incidente. Cada cuadrado representa un subdetector. En la figura el haz de partículas incide en la zona central del detector. Donde se produce una mayor incidencia del haz, el subdetector proporciona a su salida una señal de mayor amplitud (color rojo), mientras que en las zonas donde la interacción es menor, la señal de salida también lo es (azul). De esta forma se determina la posición de máxima interacción haz-detector.



**Figura 2.2** Ejemplo de sistema de detección que proporciona la posición de un haz de partículas incidente y su dirección (cada cuadrado representa un subdetector). En la figura, la partícula incide en el primer plano en una posición que viene dada por la coordenada del subdetector correspondiente  $(x_1, y_1)$  y avanza hacia el segundo plano hasta que interacciona con él incidiendo en la posición  $(x_2, y_2)$ . A partir de las coordenadas de incidencia en cada plano es posible calcular el ángulo  $\alpha$  y por tanto la dirección de la partícula.

Una FOC es un material centelleador y como tal, produce luminiscencia (luz) al ser atravesada por una radiación ionizante. La cantidad de luz que produce una fibra ante la incidencia de radiación es directamente proporcional<sup>2</sup> a la energía absorbida por la fibra. Este es el principio en el que se fundamenta un sistema de posicionamiento basado en FOC. En cuanto a la configuración, los planos de detección están formados por fibras de igual longitud colocadas consecutivamente una al lado de la otra. Así, cuando un haz radiactivo incide sobre las fibras (AA), éstas producen una señal luminosa que será mayor o menor en función de la energía absorbida. La posición de la fibra que haya producido una mayor señal de luz indica las coordenadas de máxima interacción del haz con el sistema de detección y, por tanto, su posición estimada (Figura 2.3).

Un hodoscopio basado en fibra óptica centelleadora como el propuesto requiere de dos planos de detección para proporcionar la posición del haz en dos coordenadas del espacio ( $x, y$ ). Cada uno de los planos se construye a partir de fibras paralelas y equidistantes. La distancia entre ellas proporciona la resolución espacial del sistema y la precisión en la estimación de la posición. Los planos se sitúan uno encima del otro a cierta distancia, de forma que las fibras de uno queden orientadas perpendicularmente con respecto a las del plano superpuesto. Para determinar la trayectoria de la partícula o su tiempo de vuelo, se pueden añadir más planos colocados de la misma manera. Configuraciones típicas pueden comprender dos, cuatro o incluso seis planos de fibras.

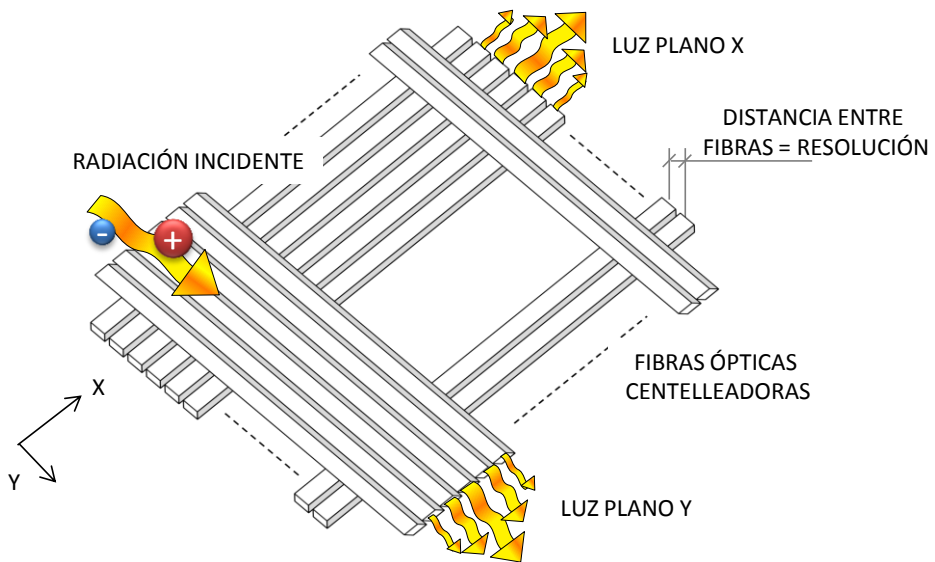
Parámetros como la sección, la longitud de las fibras empleadas y la separación entre ellas, determinan las características intrínsecas del hodoscopio tales como su resolución y su AA de detección. Las particularidades geométricas de los componentes que se utilizan en la construcción del hodoscopio se establecen de acuerdo con las propiedades del tipo de haz de partículas que se pretende detectar, ya que éstas se deben adaptar a la aplicación. Un hodoscopio de rayos cósmicos para la detección de muones (Yashin, 2009) (Ampilogov, 2011) está formado por plásticos centelleadores con secciones de pocos centímetros. Sin embargo, un hodoscopio de alta precisión para haces de secciones milimétricas, ha de constar de FOC con

---

<sup>2</sup> Se estima una producción de unos 8000 fotones por MeV absorbido. Esta afirmación no es del todo cierta ya que dependiendo del tipo de centelleador y de la radiación incidente, la respuesta puede no ser estrictamente lineal para todo el rango de energías y por tanto, tampoco ser directamente proporcional. Sin embargo, se puede asumir este comportamiento ideal para la explicación del funcionamiento del sistema que se plantea.

secciones de centenares de micras y con las fibras colocadas a distancias del mismo orden de magnitud. Por tanto, existe una relación directa entre el tamaño del haz que se pretende detectar con la sección de las fibras y con la distancia entre las mismas.

Dado que existen fibras con secciones muy pequeñas, del orden de centenares de micras, se pueden construir sistemas de alta resolución que pueden ser de gran utilidad en distintas aplicaciones. Esto se describe con mayor detalle en los siguientes apartados, donde se hace referencia a los posibles campos de utilización de un dispositivo de alta precisión como el expuesto, desde el ámbito médico a otros campos de aplicación física.



**Figura 2.3** Ejemplo de sistema de posicionamiento de haz basado en fibra óptica centelleadora. Se observan dos planos de detección con los que se obtienen las coordenadas (x, y) correspondientes a la posición de máxima interacción del haz con las fibras, a partir de la posición de la fibra con mayor señal de luz de salida.

## **2.2 Aplicaciones del sistema de hodoscopia de alta resolución basado en FOC**

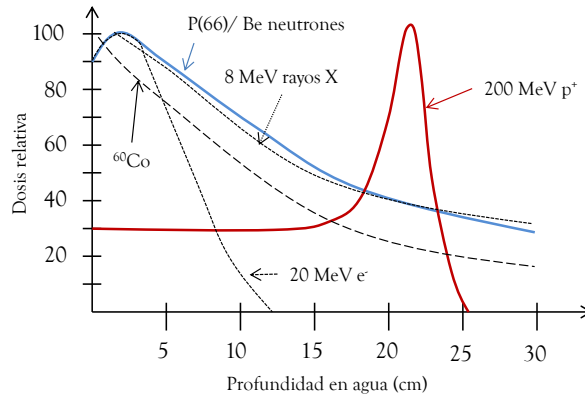
### **2.2.1 Aplicación en hadronterapia**

La tecnología para detectores de radiación es un campo interdisciplinar de gran interés médico. En efecto, el estudio y tratamiento de tumores requiere el empleo de técnicas radioterapéuticas adaptadas para cada caso concreto en la que intervienen físicos, ingenieros y médicos. Las técnicas empleadas dependen del tipo de tumor a tratar (braquiterapia, radioterapia externa, etc.). Radiaciones empleadas típicamente en radioterapia externa como los electrones, proporcionan buenos resultados clínicos en ciertos tratamientos, sin embargo, es inevitable que en muchos casos se irradien también tejidos sanos colindantes. La hadronterapia, por el contrario, consigue precisiones milimétricas en la deposición de energía. Así, tumores de ojo o cerebrales requieren de complejas instalaciones de este tipo, en la que el control de los haces es fundamental.

Se trata de una técnica radioterápica que, como su nombre indica, hace uso de los hadrones<sup>3</sup> para el tratamiento de tumores. La idea de utilizar protones para el tratamiento del cáncer, que fue propuesta por Robert Wilson (Wilson, 1946) en 1946, empieza a ser verdaderamente investigada y desarrollada a partir de 1970 (Castro, et al., 1994 y 1997). Al penetrar en la materia, los hadrones pierden su energía principalmente por interacciones coulombianas según la fórmula de Bethe (Bethe, 1930). Así, se puede demostrar que la pérdida de energía en función de la distancia depende de parámetros como la masa y la velocidad de las partículas. De esta forma se explica la peculiaridad en la deposición de energía de los hadrones y por qué las partículas pesadas depositan casi la totalidad de su energía al final del recorrido. Este comportamiento es conocido como pico de Bragg y se muestra en la Figura 2.4. Se observa como la mayor parte de la energía se deposita en los últimos milímetros de forma que la dosis depositada en profundidad es mucho mayor que la depositada a la entrada.

---

<sup>3</sup> El termino *hadrón* se utiliza para denominar partículas nucleares como los protones y los neutrones, pero también para núcleos atómicos ligeros, como los átomos de helio, oxígeno, carbono y neón conocidos también como iones ligeros o para iones pesados, como el silicio y el argón. En hadronterapia se hace uso de los protones (aunque cada vez con menor frecuencia) y de iones de carbono doce (que son los principalmente utilizados hoy día) principalmente.



**Figura 2.4** En la figura se muestra la relación (aproximada) entre la deposición energética de diferentes partículas con respecto a su avance en profundidad dentro del paciente. Se observa la aplicabilidad de la relación profundidad-deposición de energía de partículas como los protones o iones de carbono empleados en hadronterapia (pico de Bragg).

Es por esto que la hodoscopia de alta resolución es uno de los problemas tecnológicos que están suscitando gran interés en el monitorizaje de haces de partículas de alta resolución espacial para el tratamiento de radioterapia de tumores profundos o próximos a órganos vitales. Precisamente, los detectores de alta precisión espacial basados en FOC con aplicación en hadronterapia, han sido estudiados por diversos autores en los últimos tiempos (Badano, 2005) (Richard, et al., 2009). Las razones se deben tanto a las características de los propios haces de partículas como a las propiedades de detección y funcionamiento de las FOC. Instalaciones como CNAO<sup>4</sup> o MedAustron<sup>5</sup> fueron pioneras en solicitar este tipo de soluciones. En Valencia está propuesta la construcción del IFIMED<sup>6</sup>, si bien hoy en día las instalaciones aún no han sido puestas en marcha.

<sup>4</sup> CNAO (Centro Nazionale di Adronterapia Oncologica per il trattamento dei tumori), Pavia (Italia), <http://www.cnao.it/index.php/es/>

<sup>5</sup> MedAustron, Viena (Austria), <http://www.medastron.at/en>

<sup>6</sup> IFIMED (Instalación de Investigación en Física Médica), Valencia (España), es una instalación propuesta por el Instituto de Física Corpuscular (IFIC, Centro Mixto Universitat de València-CSIC) para la investigación en Física Médica. En el marco de esta propuesta, el IFIC participa en varios proyectos financiados por la Comisión Europea bajo el VII Programa Marco: ENLIGHT, PARTNET, ENVISION.

No haciendo hincapié de momento en las propiedades de las FOC, que se comentan en la Sección 2.3, sí parece apropiado destacar las características de los haces empleados y, por tanto, resolver por qué la aplicación propuesta resulta interesante en este campo.

Las partículas que se han empleado típicamente en este tipo de tratamientos han sido protones e iones de carbono doce. Existen dos técnicas de aplicación y cada una se asocia principalmente a un tipo de partícula. La técnica de aplicación que utiliza protones se conoce como dispersión pasiva y consiste en un filtro dispersor junto con un colimador y un modulador del pico de Bragg. Las partículas se extraen de una fuente de protones y se aceleran en ciclotrones, consiguiéndose energías desde 60 MeV a 250 MeV que se regulan dependiendo de la profundidad del tumor. Durante el tratamiento se lanzan varios *spills* (chorros) de protones mediante un mecanismo de *Ramp and Hold* (R&H) en intervalos de 0,25 s de *spill* y 1 s de recuperación. Los haces son (casi) continuos, de poca luminosidad ( $\sim 15$  nA) y en cada *spill* se lanzan unos  $10^{10}$  protones. Por su parte, la técnica de aplicación para los iones de carbono doce se conoce como dispersión activa. Los iones se aceleran en sincrotrones que pueden tener hasta 75 m de diámetro (HIT1) para producir energías de hasta 400 MeV. El mecanismo de R&H suele ser en este caso de 1 s de *spill* más 1 s de recuperación, con un número aproximado de  $4 \cdot 10^8$  iones por cada uno (que tiene una menor luminosidad,  $\sim 5$  pA). (Lozares, et al., 2009) (Herranz, et al., 2008) (Amaldi & Kraft, 2005) (Khoroshov & Minakova, 1998) (Haberer, 2003) (U, 2006) (Hendee, 1999) (Delaney & Hanne, 2008) (Moreira, 2005) (Trikalinos, 2009).

Se trata de haces muy energéticos que han de depositar toda la energía (dosis) en un blanco concreto, el tumor del paciente. Por este motivo, la posibilidad de emplear detectores de alta resolución espacial basados FOC con geometría en planos XY (Z es la coordenada haz-paciente) así como la manejabilidad, durabilidad y características de detección de la FOC, que precisamente se ajustan a los requerimientos expuestos para esta aplicación, conlleva a concluir que la hodoscopia basada en fibra óptica sea una herramienta de gran utilidad para asegurar el tratamiento.

En cuanto al funcionamiento, cuando se aplica un tratamiento con dispersión activa, la técnica mayormente empleada hoy en día en las instalaciones más modernas, primero se define la forma en 3D del tumor y su posición mediante tecnología de imagen médica como la resonancia magnética nuclear (RMN), la tomografía



axial computarizada (TAC) o la tomografía por emisión de positrones (PET) (Ballester & Udías, 2008). Posteriormente se divide la imagen del tumor en secciones transversales. Una vez definidas, se diseña el tratamiento para que el haz de partículas vaya pincelando (recorriendo a modo de escaneado) cada una de ellas, una tras otra. En función de la profundidad de la sección, el haz se programa con una energía. Una vez pincelada la primera (menos profunda), se le dota de mayor energía para que deposite la dosis en la siguiente (más profunda), recorriéndola de la misma manera. El proceso se repite hasta que se ha depositado la dosis prescrita en cada una de las secciones del tumor (HIT1).

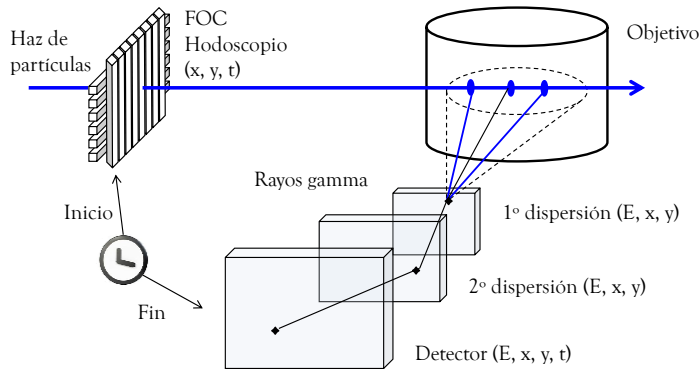
Se entiende así cómo es de vital importancia que el haz esté calibrado. En esta operación, el sistema de posicionamiento propuesto se sincroniza con una señal de *trigger* que avisa de cuándo se va a producir el *spill*. Se tiene en ese momento 1 s para recoger las muestras y 1 s para procesarlas en tiempo real antes de que llegue el siguiente haz (R&H). El tiempo de integración (TI) para cada escaneado es del orden de centenares de microsegundos, por lo que se pueden almacenar varios cientos de muestras durante cada *spill*. De esta forma se consiguen errores muy pequeños en las medidas.

### **2.2.2 Cámara Compton**

En este caso el objetivo no es el posicionamiento o calibrado de un haz de partículas sino que se centra principalmente en otros campos de aplicación, como el monitorizaje *online* o la reconstrucción de la dirección del propio haz. Pese a ser distintos, en todos ellos el principio de funcionamiento resulta ser el mismo. Se expone primero en qué consiste éste para posteriormente describir las aplicaciones en las que se utiliza.

Se basa en la detección de las partículas secundarias emitidas cuando un haz atraviesa la materia, generalmente neutrones, positrones y partículas  $\gamma$  espontáneas. Estudios actuales se centran en la detección de los positrones (Parodi, 2008), aunque se encuentran algunas desventajas con esta técnica, como la dificultad de crear los radionucleidos, su corta vida media (de pocos minutos) o la distancia que recorren antes de aniquilarse (de más de 1 mm en algunos casos). Por ello, con este sistema se sugiere la detección de los  $\gamma$  espontáneos mediante el uso de cámaras Compton, dadas las ventajas que presentan, como su alta sensibilidad (Frandes, 2010).

En este caso el *setup* es más complejo y el hodoscopio es sólo una parte del sistema. El haz de partículas se direcciona hacia el objetivo y en su recorrido se posiciona el hodoscopio, que registra parámetros como la posición de interacción y el instante en la que ésta ocurre. Cuando el haz atraviesa el objetivo se emiten  $\gamma$  espontáneos, que son dispersados y detectados por la cámara. En cada dispersión se registra la posición de incidencia y la energía de la partícula, recogiendo finalmente el tiempo en el detector (*absorber*). Los parámetros adquiridos permiten conocer de la dirección de las partículas y sus tiempos de vuelo, con cuyos datos se lleva a cabo la reconstrucción de la imagen o se determina el punto de incidencia del haz, según el campo de aplicación. Los estudios referenciados en este apartado hacen uso de cámaras de doble dispersión para optimizar la resolución espacial, en las que la energía de los  $\gamma$  ha de ser lo suficientemente grande como para alcanzar el detector de la cámara. Este principio se puede observar en la Figura 2.5. Otros montajes utilizan cámaras  $\gamma$  o cámaras Anger (caso del SPECT, *Single Photon Emission Computed Tomography*) aunque son menos eficientes, ya que el hecho de tener colimadores en vez de dispersores implica una menor cantidad de radiación detectada y, por tanto, en una menor eficiencia.



**Figura 2.5.** En la figura se observa la utilización del hodoscopio en un *setup* para monitorizaje online de haz, caracterización de detector o reconstrucción de imagen, a partir de los parámetros posicionales y tiempos de vuelo obtenidos de la emisión de partículas gamma espontáneas, que se detectan con una cámara Compton.

Un campo de aplicación es el monitorizaje *online* de un haz de hadronterapia. Como se ha expuesto, en esta técnica no sólo es importante que el haz esté perfectamente calibrado para asegurar la incidencia en la zona a tratar, sino también entregar la dosis prescrita sin dañar tejidos sanos colindantes. Durante el tratamiento, se dan diversas circunstancias que pueden suponer pérdidas de precisión en la entrega de la dosis, como el movimiento del paciente por el simple hecho de respirar. Por tanto, y a pesar de la alta precisión del haz y su correcto calibrado, en estos casos se llega a desaprovechar la eficiencia de esta técnica. Por este motivo el monitorizaje *online* es fundamental, siendo el *setup* expuesto en este apartado una posibilidad para llevarlo a cabo, tal y como han estudiado diversos autores (Richard, et al., 2009) (Gillam, et al., 2011).

Otros estudios proponen su utilización para la caracterización 3D de detectores de forma no invasiva, como un detector de germanio (Domingo-Pardo, 2009), o bien para reconstrucción de imagen, sirviendo como alternativa a otras técnicas médicas de diagnóstico comúnmente empleadas como es el PET o el SPECT, mejorando incluso los resultados en cuanto a resolución (Harkness, 2009).

### **2.2.3 Aplicación en Radioterapia**

En el tratamiento de ciertos tipos de tumores, tanto la radioterapia externa como la interna hacen uso de partículas radioactivas como los rayos-X, los rayos- $\gamma$  y partículas  $\beta$ .

Los haces de electrones utilizados para tratamiento son de poca precisión, ya que son varios centímetros y se utilizan para tratamientos superficiales. No se consideran por tanto, como posible aplicación. Sin embargo, el sistema de posicionamiento de haz propuesto, al igual que ocurría con la hadronterapia, sí es de aplicación en terapia con rayos-X. De hecho, las técnicas modernas consiguen alta precisión en la deposición de dosis con los tratamientos actuales como los conocidos como 3D-CRT, IMRT, IGRT<sup>7</sup>. Éstos utilizan colimadores multilamina que se adaptan a la forma del tumor. Así, los haces consiguen una alta precisión en el tratamiento gracias a su pequeña sección transversal, que es del orden de pocos milímetros. Los rayos-X se producen en aceleradores lineales (LINAC) con energías típicas para tratamiento de 50 a 150 keV.

---

<sup>7</sup> 3D-CRT Radioterapia de Conformación Tridimensional, IMRT Radioterapia de Intensidad Modulada, IGRT Radioterapia Guiada por Imagen.

### **2.2.4 Rastreo de haces para detección e imagen de Rayos-X**

Pese a que el detector basado en FOCs tiene una aplicación clara y concreta para posicionamiento, calibrado o rastreo de haces radiactivos de alta precisión, el prototipo diseñado tiene otras posibles aplicaciones dadas sus características de detección.

Varios son los autores que proponen la utilización de FOC para detección e imagen de rayos-X (Shibiao, et al., 2009) (Ikhlefa, et al., 1999) (Ikhlef & Skowronek, 1998). En este campo la máxima es obtener altas resoluciones con un bajo nivel de ruido para reconstruir las imágenes. Las FOC son las encargadas de detectar los rayos-X y, tradicionalmente, van acopladas a cámaras CCD en este tipo de sistemas. Sin embargo, las nuevas tendencias se encaminan también hacia su utilización con otros tipos de dispositivos como las matrices de fotodetectores, generalmente de silicio.

Como se expone la Sección 2.3, la detección de fotones de altas energías se realiza eficientemente con cristales inorgánicos, que son más densos y por tanto más indicados para la detección de este tipo de partículas. De hecho, se han llevado a cabo estudios para determinar la idoneidad de las FOC en aplicaciones de imagen de rayos-X con fotones de altas energías del orden de pocos MeV, de los que se concluye que la eficiencia en la detección se reduce drásticamente con el aumento de la energía de las partículas (Tang, et al., 2008) (Shibiao, et al., 2007). Sin embargo, las energías de los rayos-X empleadas en algunas aplicaciones tanto de imagen como de imagen médica, suelen oscilar entre las decenas y los pocos cientos de keV, lo que otorga significado al empleo de la tecnología propuesta en este campo de aplicación (Nasseri, et al., 2005).

Hoy en día también se pueden encontrar soluciones comerciales similares que están basadas en este principio de funcionamiento (Ham09, 2009).

### **2.2.5 Rastreo de haces en Microelectrónica. Aplicación en implantación de iones**

El dopado de semiconductores es la aplicación más empleada como técnica de implantación iónica<sup>8</sup>. Los iones se obtienen de una fuente de iones que son selec-

---

<sup>8</sup> Aunque el dopado de semiconductores es la aplicación más empleada como técnica de implantación iónica, existen otros campos de aplicación como el endurecimiento de superficies metálicas (por

cionados al atravesar un campo magnético, se aceleran y posteriormente se orientan por dispersión magnética para incidir en un material a dopar. El haz de iones recorre el blanco realizando un escaneado hasta que se ha introducido la dosis de iones prescrita. El objetivo de la implantación de iones es introducir especies atómicas en una cantidad específica (dosis), a la profundidad requerida y con una selectividad lateral. Además, es imperativo conseguir una distribución uniforme del ion introducido en el material (Williams, 1998). Los iones utilizados son partículas cargadas tanto positiva como negativamente. La aplicación más común es el dopado de silicio que se lamina en *wafers* de milímetros de grosor y decenas de  $\text{cm}^2$  de sección, con Boro, Fósforo, Arsénico o Antimonio (Bates, 2000). El rango de energías varía de las decenas a los pocos centenares de keV para conseguir dopados a profundidades desde los 10 nm hasta 1 ó 2  $\mu\text{m}$ . Hoy en día existe la posibilidad de dopados empleando energías de hasta 5 MeV, aunque en estos casos se suelen producir daños estructurales y la distribución de la deposición energética es variada (pico de Bragg) (Malamud, 2009) (Fuller, et al., 2012). En general, los haces son de baja intensidad del orden de nanoamperios, aunque depende de la aplicación, llegando a implantar del orden de  $10^{11}$  iones/ $\text{cm}^2$ .

Conocidas las características de los haces, dada la idoneidad de las FOC para detectar el tipo de partículas empleadas en esta aplicación y dada la importancia de un calibrado de precisión del haz para garantizar una distribución uniforme del dopante en el material, se argumenta la conveniencia y utilidad de un sistema de posicionamiento y calibrado de haz basado en FOC con aplicación en implantación de iones para microelectrónica.

Una vez se han introducido posibles campos de aplicación de la hodoscopia de alta resolución y debido a que la tecnología de detección del sistema propuesto está basada en un material centellador, se ha considerado conveniente exponer brevemente en este capítulo introductorio en qué consiste esta tecnología.

### **2.3 Materiales centelleadores**

Un centelleador es un material que centellea (exhibe luminiscencia) cuando es atravesado por radiación ionizante. El material absorbe parte de la energía incidente y la reemite en forma de luz, típicamente en el espectro visible. Esta propiedad que presentan ciertos materiales fue descubierta por Sir William Crooks en 1903

---

ejemplo el dopado de prótesis con nitrógeno para evitar la corrosión).

que observó este fenómeno al bombardear una pantalla de ZnS con partículas  $\alpha$  (Leo, 2004) (Hofstadre, 1948).

La emisión de luz se rige por dos fenómenos. Por un lado la fluorescencia, que es el fenómeno por el cual la radiación absorbida es transformada a una longitud de onda mayor normalmente dentro del espectro visible, en un tiempo muy corto, del orden de nanosegundos a microsegundos. Por otro lado, la fosforescencia es similar a la fluorescencia, aunque en este caso el tiempo en el que se lleva a cabo la transformación es del orden de microsegundos a milisegundos e incluso en tiempos mayores y con una reemisión de luz con longitudes de onda también mayores que en la fluorescencia (Leroy & Rancoita, 2004) (Knoll, 2010).

Los materiales centelleadores se dividen principalmente en dos familias. Por una parte se encuentran los inorgánicos que son cristales de metales alcalinos como el NaI (Tl), CsI (Tl), LiI (Eu), CaF<sub>2</sub> (Eu), entre otros. El elemento entre paréntesis es el activador que se encuentra en pequeña proporción y es el responsable del centelleo. Tienen en general alta densidad y alto número atómico Z, por lo que son principalmente empleados para la detección de partículas  $\gamma$ . Su respuesta ante la detección de este tipo de partículas es lineal para energías superiores a 400 keV. Respecto a su comportamiento frente a partículas cargadas, en la detección de protones y deuterones son proporcionales a la energía de la partícula a partir de 1 MeV y para la detección de partículas  $\alpha$  a partir de 15 MeV. En general, su campo de aplicación es la detección de partículas  $\gamma$  y no se emplean en la detección de partículas cargadas.

Por otra parte, los centelleadores orgánicos pertenecen a la clase de los compuestos aromáticos. Son moléculas planares construidas con anillos de benceno como el tolueno y antraceno. Se forman combinando una sustancia en mayor concentración, el solvente, y uno o varios componentes en menor concentración, los solutos, que generalmente son los responsables del centelleo. Se utilizan principalmente para detección de partículas  $\beta$ , electrones rápidos, con una respuesta lineal a partir de aproximadamente 125 keV. También se suelen emplear para la detección de partículas  $\alpha$  y protones, con una respuesta en este caso no lineal y con una eficiencia menor para mismas energías, aunque la diferencia se reduce a energías mayores. Por último se emplean para la detección de neutrones rápidos. Se pueden encontrar en forma de cristales (Antraceno, Trans-Estibina), soluciones líquidas, plásticos centelleadores con distintas formas y tamaños, y en estado gaseoso (Knoll, 2010) (Tsoulfanidis, 1995).

Teniendo en cuenta el tipo de centelleador que atañe al caso de estudio, se hace una especial incidencia en las propiedades de los plásticos centelleadores orgánicos y en concreto, en las de las FOC.

### **2.3.1 Fibras Ópticas Centelleadoras**

Las FOC se clasifican dentro de los centelleadores orgánicos plásticos. Su utilización como detector de radiación presenta numerosas ventajas en relación a otros tipos de detectores, sobre todo en cuanto a su resolución temporal y espacial, rápida respuesta, resistencia frente a radiación incidente e inmunidad electromagnética (Rutchi, 1996) (Knoll, 2010) (Nahnauer, 1990).

Se pueden encontrar FOC con múltiples formas y tamaños, lo que facilita configurar diferentes estructuras. Se fabrican con formas redondas y cuadradas. Los diámetros van desde los cientos de micras hasta poco más de cinco milímetros. Son flexibles, por lo que se pueden adaptar a distintas superficies mejor que otro tipo de detectores. Las longitudes pueden llegar a ser de varios cientos de metros, aunque en las aplicaciones en las que se utilizan como detectores se suelen emplear fibras de longitudes bastante menores. Todo esto permite que se puedan utilizar en un amplio rango de aplicaciones en detectores de altas energías como calorímetros, detectores de tiempo de vuelo (TOF, de sus siglas en inglés *Time Of Flight*) y hodoscopia, pero también para tecnología de aplicación médica, en la que se utilizan sobre todo para aplicaciones de imagen médica y de Rayos-X (Ikhlef & Skowronek, 1998) (Tang, et al., 2008) (Shibiao, et al., 2007).

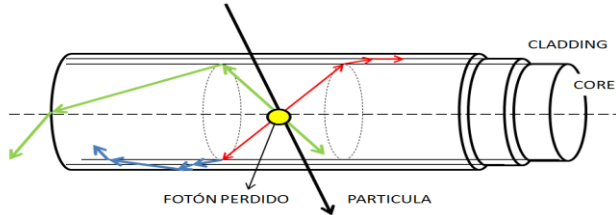
En cuanto a su composición, cada fibra consta de un núcleo llamado *core*<sup>9</sup> de poliestireno (PS) dopado con materiales fluorescentes. Además, está recubierta de un *cladding*<sup>10</sup> de material acrílico, normalmente polimetilmetracrilato (PMMA), con un tamaño de alrededor del 3% del tamaño de la fibra. Si se pretende conseguir una mayor eficiencia de atrapamiento se utilizan fibras multi-*cladding*, consiguiendo eficiencias mayores del 5% y un incremento de la señal de salida por encima del 60% con respecto a las de un solo *cladding*. *Core* y *claddings* tienen distintos índices de refracción lo que, junto con la sección de la fibra, va a determinar esta eficiencia.

---

<sup>9</sup> *Core*: parte central que supone más del 90% del total del grosor de la fibra y que transporta la luz (fibra óptica), o donde además se produce el centelleo (fibra centelleadora).

<sup>10</sup> *Cladding*: recubrimiento del *core* de la fibra de distinto material al *core* cuya función es evitar la pérdida de fotones.

Los valores mencionados vienen dados por el fabricante (Saint Gobain, 2010) (Kuraray, 2008), aunque también han sido verificados en algunos estudios (Papandreou, 2007). En la Figura 2.6 se muestra la estructura de una FOC típica.



**Figura 2.6** Ejemplo de FOC típica de sección redonda y doble cladding. El core es el núcleo de la fibra, representa la mayor parte de su sección. Es el lugar donde se produce el centelleo cuando una partícula deposita suficiente energía como para excitarlo y además, es el material a través del cual se transportan los fotones. Generalmente, se recubren con uno o dos claddings con índice de refracción distinto al del core (y entre sí) para conseguir una mayor eficiencia de atrapamiento.

Por último, la eficiencia de centelleo se encuentra entre el 2% y el 4%, lo que significa una producción de unos 8000 fotones por MeV absorbido. El pico de emisión oscila entre los 300 nm y 350 nm y puede no coincidir con el pico de sensibilidad de los fotodetectores a los que van conectadas. Por ello se realizan dopados secundarios de flúor, antraceno u otros compuestos, bien para adaptar su espectro de emisión o bien para que la luz cambie de una zona del espectro a otra (*wavelength shifter*, generalmente a un espectro de emisión en el verde, entre 400-500 nm). El tiempo de caída suele encontrarse entre 2 ns y 3 ns, por lo que son muy rápidas (fluorescencia).

En cuanto a los fabricantes de FOC, uno de los principales es Saint-Gobain<sup>11</sup>, que desde 1989 empieza a introducir en el mercado varios tipos de fibras centelleadoras que se suman a la lista de productos plásticos de este tipo que ya fabricaban, anteriormente bajo el nombre de Bicron. Otro fabricante es Kuraray<sup>12</sup>, que fabrica estos materiales desde 1982. Actualmente, Kuraray es el líder mundial ya que produce la mayor cantidad de kilos de fibra al año, más de 13.000 en 2006 (Shiomi, 2006).

<sup>11</sup> Saint Gobain Crystals, <http://www.crystals.saint-gobain.com/>

<sup>12</sup> Kuraray Co. Ltd, <http://www.kuraray.co.jp/en/>



En la actualidad, la detección de radiación se puede realizar bien directamente mediante un solo dispositivo, como pueden ser los semiconductores o las cámaras de gas, o bien y tal y como se ha expuesto, a través de materiales centelleadores. En este segundo caso la energía incidente se transforma en luz, siendo necesaria una segunda transformación para convertir la luz en una señal eléctrica. De este modo se obtiene un parámetro eléctrico que puede ser procesado. La transformación de luz en señal eléctrica se lleva a cabo con fotodetectores (tecnología optoelectrónica). Así, las FOC transforman la radiación incidente en luz y, posteriormente, los dispositivos optoelectrónicos transforman la luz en una señal eléctrica que se digitaliza y procesa para realizar un análisis de los resultados.

La selección de uno u otro dispositivo que acoplar a las fibras depende de distintos factores. Por ello en la siguiente sección (2.4) se ofrece una visión general del estado actual de esta tecnología. Además, se establece cuáles son los parámetros y factores que influyen en la elección de uno u otro dispositivo optoelectrónico para una aplicación concreta. Pero antes y para finalizar esta sección, se ha creído conveniente exponer las características de las FOC utilizadas en la construcción del prototipo.

### 2.3.2 Fibras Kuraray SCSF-38

En la Tabla 2.1 se muestran las propiedades físicas de las fibras Kuraray SCSF-38 utilizadas para la construcción del detector que se ha utilizado para la investigación llevada a cabo en esta Tesis Doctoral y que se expone con más detalle en la Sección 3.2.

**Tabla 2.1** PROPIEDADES FÍSICAS DE LAS FIBRAS KURARAY SCSF-38

Material del <i>core</i>	PS ( $n_D=1,59$ , $\rho=1,05$ g/cm <sup>3</sup> )
Material del <i>cladding</i>	PMMA ( $n_D=1,49$ , $\rho=1,19$ g/cm <sup>3</sup> )
Grosor del <i>cladding</i>	2%
Apertura numérica	~ 0,55
Eficiencia de atrapamiento	4,2%
Pico de emisión	428 nm, [5]
Eficiencia de centelleo	8000 fotones por MeV absorbido

## 2.4 Tecnología optoelectrónica

Generalmente, la detección de luz se consigue mediante materiales capaces de generar pares electrón-hueco como respuesta a una luz incidente. Cuando inciden fotones con suficiente energía, los electrones de la banda de valencia pasan a la banda de conducción donde las cargas libres pueden desplazarse por el material bajo la influencia de un campo eléctrico externo. De la misma manera, los huecos que se generan en la banda de valencia debido a la previa extracción y desplazamiento de electrones contribuyen a la conducción eléctrica, produciéndose una fotocorriente a partir de la señal luminosa.

### 2.4.1 Características

Durante la emisión de luz la fibra óptica centellea con un pico máximo en una determinada longitud de onda. Por su parte, el fotodetector produce una señal eléctrica de salida que será de mayor o menor amplitud dependiendo de la energía de la luz y de la cantidad de fotones incidentes. Por ello, para conseguir una alta eficiencia en la detección, este pico ha de coincidir con la respuesta espectral del fotodetector. Este parámetro es el que relaciona el nivel de corriente eléctrica de salida como resultado de la incidencia de luz y viene expresada en forma de fotosensitividad  $S$  (A/W) o de Eficiencia Cuántica (QE, de sus siglas en inglés *Quantum Efficiency*).

En todo sistema de detección es necesario establecer un compromiso con respecto al margen existente entre la potencia de la señal que se transmite y la del ruido que la corrompe. Se pretende que la relación Señal-Ruido (SNR) tenga un valor elevado si se quieren conseguir altas prestaciones. Por otra parte, la sensibilidad del detector depende de ciertos factores como el AA del detector y el ruido del mismo. El tamaño del AA viene determinado en muchas ocasiones por el material de detección (Ge, Si). En cuanto a los niveles de ruido, se espera que la señal de salida supere al ruido asociado al detector y a su electrónica, teniendo en cuenta la SNR mínima esperada.

Uno de los componentes más notables del ruido es la corriente oscura (Kaufmann, 2000) (Kaufmann, 2000). En los fotodetectores fluye corriente incluso cuando éstos se encuentran en un entorno oscuro en el que no hay luz incidente. Su orden es de pico a nanoamperios, dependiendo del tipo de sensor, siendo mayor cuanto menores son sus prestaciones.

La señal de luz proveniente del centelleador es en general de poca intensidad, por lo que ciertos fotodetectores efectúan procesos de avalancha para incrementarla. Como consecuencia, se produce una multiplicación de electrones con lo que el detector proporciona a la salida una señal eléctrica detectable. La ganancia es por tanto un parámetro importante a tener en cuenta. Además, hay que considerar las alimentaciones disponibles en la aplicación ya que, en general, los fotodetectores presentan mayor eficiencia cuando se polarizan inversamente cerca del voltaje inverso máximo. Éste parámetro es variable dependiendo del dispositivo empleado y sus valores pueden variar desde los pocos voltios hasta llegar a superar el millar de voltios. Por último, cabe resaltar otros factores que determinan la calidad del fotodetector como su tiempo de respuesta y las fluctuaciones en su respuesta frente a las variaciones de temperatura, entre otros (Ham12, 2012) (Ham101, 2010).

#### **2.4.2 Fotodetectores comerciales**

Los fotomultiplicadores son los fotodetectores que han sido mayormente empleados a lo largo del tiempo en un amplio número de aplicaciones tanto de física experimental como de física médica, gracias principalmente a las buenas prestaciones que presentan. La investigación en este tipo de detectores y la tendencia evolutiva se centra principalmente en la mejora de la QE, lo cual se ha conseguido por ejemplo con el desarrollo de los fotomultiplicadores de fotocátodo biálcali o GaAsP, pero también se centra en obtener tiempos de respuesta menores. Además, se han desarrollado fotomultiplicadores sensibles a la posición conocidos como fotomultiplicadores multiánodo (PSPMT) que desde su aparición se han empleado en numerosas aplicaciones (Ham11, 2011). Un fotomultiplicador es un tubo de vacío que hace uso del efecto fotoeléctrico para convertir fotones en electrones. Su uso está extendido en aplicaciones en las que se requiere medir señales luminosas muy bajas, por ejemplo las que provienen de un centelleador, convirtiendo una señal de pocos cientos de fotones en una señal eléctrica sin introducir grandes cantidades de ruido. Consiste básicamente en un cátodo hecho de material fotosensible, un sistema de colección de electrones, una sección que funciona como multiplicador de electrones y que consta de varios dínodos y finalmente, un ánodo del que se extrae la señal eléctrica, todo ello normalmente encapsulado en un tubo de cristal (Khan, 2003).

Por otra parte se encuentran los fotodiodos. Éstos se utilizan en aplicaciones con una intensidad de luz en la que la fotocorriente es lo suficientemente alta. Se trata de un semiconductor con una unión PN sensible a la incidencia de luz visible o infrarroja. Se polariza inversamente de forma que se produce conducción eléctrica cuando es excitado por luz. La capa P en la superficie unida a la N, actúan como un convertidor fotoeléctrico. En cuanto a su fabricación, se emplean principalmente cuatro materiales atendiendo a las necesidades de detección, Silicio (Si), Germanio (Ge), Indio Galio Arsénico (InGaAs) y Sulfuro de Plomo (PbS) (Ham101, 2010), siendo uno u otro más indicado para una aplicación de acuerdo con la longitud de onda de la luz a detectar.

Otro de los fotodetectores que han ido adquiriendo importancia debido a su evolución en los últimos años son los Fotodiodos de Avalancha (APD). Comparados con los fotodiodos pueden detectar menores niveles de señal y se emplean para aplicaciones que requieren una mayor sensibilidad. Su estructura consiste generalmente en una zona de absorción (A) y una zona de multiplicación (M). Aunque el principio de funcionamiento, materiales y construcción son similares a la de los fotodiodos, existen diferencias considerables. Se crean pares electrón-hueco ante la incidencia de fotones al igual que en los fotodiodos, con la diferencia de que en la zona de ganancia los electrones son acelerados produciéndose una reacción en cadena conocido como proceso de avalancha, que es debido a sucesivas ionizaciones. Finalmente, en una zona de decaimiento se consigue controlar la reacción. El resultado es que tras la incidencia de un fotón, no solo se produce la expulsión de uno o pocos electrones, sino de un gran número de ellos. Se obtiene así a la salida corriente eléctrica elevada a partir de un nivel de luz o radiación incidente bajo, con valores de ganancia de hasta  $10^8$  (Ham001, 2010).

Los Fotomultiplicadores de Silicio (Si PMT) son detectores prometedores debido a sus características y de hecho, su utilización en distintas aplicaciones ha ido creciendo en los últimos años. Están contruidos a base de pequeños APD colocados en forma de matriz a modo de píxeles y que funcionan en modo Geiger. La suma de la salida de cada APD conforma la señal total de salida, lo cual permite la cuenta de fotones individuales o la detección de pulsos de varios fotones. Cuando el voltaje inverso aplicado es de valor superior al voltaje inverso de ruptura, el campo eléctrico interno es tan grande que se consiguen ganancias muy elevadas, del orden de  $10^6$  (Ham121, 2012).

Por último, una cámara CCD (*Charge-Coupled Device*) es, generalmente, un circuito integrado que contiene un número determinado de condensadores enlazados o acoplados. Bajo el control de un circuito interno, cada condensador puede transferir su carga eléctrica a uno o a varios de los condensadores a los que están conectados en el circuito impreso. La sensibilidad del detector CCD depende de la QE del chip, ya que el número de electrones producido es proporcional a la cantidad de luz. Al final de la exposición, los electrones producidos son transferidos desde cada detector individual por una variación cíclica de un potencial eléctrico aplicada sobre bandas de semiconductores horizontales y que están aisladas entre sí por una capa de SiO<sub>2</sub>. De este modo se lee línea a línea, aunque existen numerosos diseños diferentes. Ofrecen muy buenos resultados tanto de QE como de niveles de ruido. Sin embargo tienen la desventaja de ser grandes y costosas en comparación con otros fotodetectores.

En cuanto a los fabricantes, son muchos los que se dedican a la construcción de fotodetectores como pueden ser los de color, fotosensores de posicionamiento o incluso tecnologías más innovadoras como los APD y productos relacionados con esta tecnología, como acopladores para fibras. Entre ellas se encuentran Ortec, Ketek y Oem Solutions. Sin embargo, el líder mundial en la fabricación de dispositivos optoelectrónicos es el fabricante japonés Hamamatsu<sup>13</sup> ya que dispone de una mayor gama de productos.

## **2.5 Aportaciones del capítulo**

El presente capítulo se ha introducido el concepto de hodoscopia y su importancia en determinadas aplicaciones. Además, se ha resumido la tecnología asociada a este campo de investigación, dando una visión general del estado actual de los materiales centelladores y de la tecnología optoelectrónica. Como objetivo principal se ha pretendido ayudar al lector a introducirse en la temática de la tesis y a enmarcar el estudio realizado, de forma que en los próximos capítulos la exposición se centra exclusivamente en el trabajo realizado.

---

<sup>13</sup> Se puede obtener más información sobre estas compañías en las siguientes direcciones web: Ortec, <http://www.ortec-online.com/>. Ketek, <http://www.ketek.net/>. Oem Solutions, <http://www.oemsolutions.net/>. Hamamatsu Photonics, <http://www.hamamatsu.com/>



# Capítulo 3

## Propuesta de diseño *read-out*

---

*En este capítulo se exponen las características, configuración y materiales de construcción del prototipo de hodoscopio de precisión submilimétrica utilizado para la investigación. Seguidamente, se detalla la propuesta del diseño de la electrónica de read-out explicando cada uno de sus componentes y sus características, incluyendo la descripción del control y montaje del sistema. A partir de ella se llevan a cabo pruebas experimentales, con las que se evalúan los parámetros de funcionamiento del detector. Por último, se comprueba su viabilidad para utilización con fuente radiactiva.*

---





### 3.1 Introducción

En este capítulo se describe, en primer lugar, en qué consiste el prototipo de hodoscopio de alta resolución con el que se ha realizado la investigación y que está basado en tecnología de FOC. Cuando un haz de partículas incide en una de las fibras, ésta centellea y emite una determinada cantidad de luz en función de la energía absorbida (Sección 2.3). La posición de la fibra que produce una mayor señal es la que indica la posición de la máxima interacción del haz con el detector. Esta estimación pasa por la transformación de la señal de luz en un parámetro eléctrico que pueda ser procesado y a partir del cual se obtiene la información posicional.

La electrónica de *read-out* es la encargada de detectar dicha señal, pero también de controlar su proceso de adquisición, digitalización y, en algunos casos, su posterior procesado. Por este motivo en este capítulo se detalla, en segundo lugar, en qué consiste la propuesta de diseño de electrónica de *read-out* basada en fotodiodos de silicio con configuración matricial. Posteriormente, se lleva a cabo el montaje de los componentes que conforman el sistema y se efectúan pruebas iniciales de funcionamiento.

La resolución del sistema y la precisión en la estimación de la posición están influenciadas por las características geométricas de los componentes utilizados en la construcción del detector aunque, si bien es cierto, existen factores adicionales que influyen directamente en la incertidumbre de las medidas adquiridas y, consecuentemente, en la mencionada precisión en la estimación. Un ejemplo es el ruido del detector o el de la electrónica, siendo ambas fuentes de incertidumbre. Por este motivo y debido a la influencia de estos parámetros, se plantean pruebas experimentales con el diseño electrónico expuesto. Con éstas se persigue definir el funcionamiento tanto del propio detector, como de la electrónica y su conjunto. Por último y tras este proceso, se muestran los resultados obtenidos y se llevan a cabo pruebas de funcionamiento con fuente radiactiva. Se realiza un análisis de los valores medidos y se finaliza el capítulo con algunas consideraciones sobre el sistema.

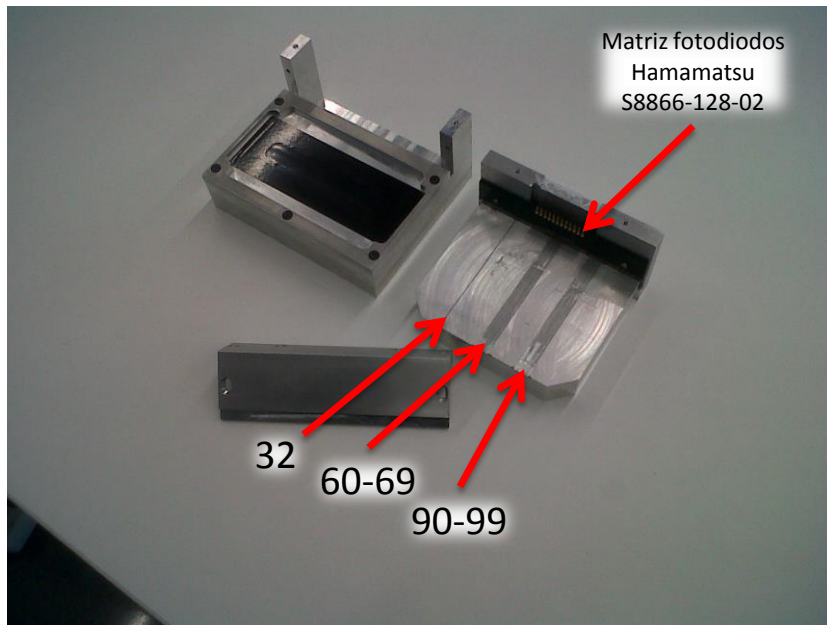
## 3.2 El prototipo del IN2P3

Se dispone de un prototipo de hodoscopio desarrollado por el grupo del IN2P3. Está formado por un solo plano de detección (plano  $x$ ) construido a partir de FOC dispuestas paralelas y equidistantes. Son de la compañía Kuraray, modelo SCSF-38, de sección cuadrada de  $0,5 \text{ mm}^2$  (Kuraray, 2008). Están apoyadas sobre una caja de aluminio de 2 cm de altura en la que se han practicado unas ranuras de 0,5 mm de anchura y misma profundidad, geometría que coincide con la sección de las fibras. La caja está fresada y ranurada a modo de peine, quedando cada FOC insertada en la zona mecanizada y encarada con el fotodiodo situado en la posición correspondiente de la matriz. Sus longitudes son de 80 mm y la separación entre ellas es de 0,8 mm, lo que establece la resolución intrínseca del hodoscopio. Esta separación está en correspondencia con la geometría de la matriz de fotodiodos utilizada (Sección 3.3.1) ya que cada uno de ellos tiene un área de detección de  $0,8 \text{ mm}^2$ . De este modo, las FOC configuran el AA de detección.

Se trata de un prototipo en fase experimental, por lo que en su diseño se han tomado dos decisiones:

- 1) Construir un plano de detección, ya que la finalidad es estudiar su viabilidad y caracterizar su funcionamiento con el *read-out* propuesto. Para esto, la inclusión de más planos no es relevante. De hecho, una vez realizadas las pruebas, la construcción y puesta a punto de un sistema con dos o más planos se plantea como una cuestión meramente mecánica y de implementación directa.
- 2) Colocar FOC sólo en determinadas posiciones. Éstas son arbitrarias, concretamente una en la 32, un bloque de diez a partir de la 60 y otro bloque de diez a partir de la 90. El tamaño de estos bloques tiene su significado en las características geométricas de los haces a detectar, mientras que la colocación de una sola fibra en la posición 32 permite estimar parámetros tales como la influencia de su luz en los fotodiodos adyacentes.

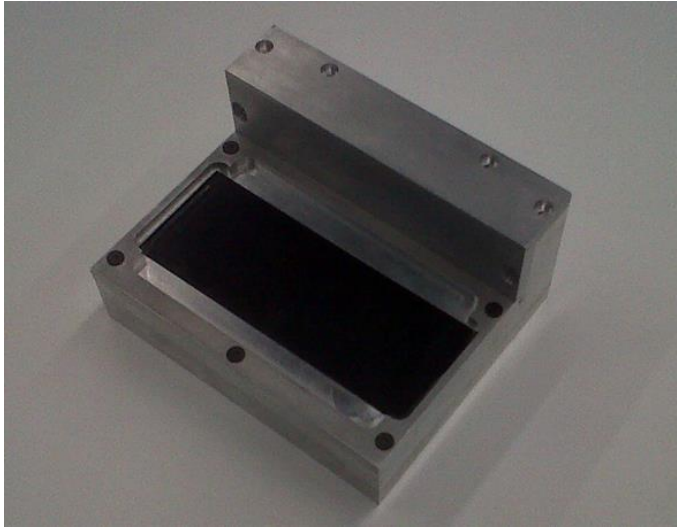
El detector se muestra en la Figura 3.1, Figura 3.2 y Figura 3.3. Este sistema permite llevar a cabo el estudio para validación de un sistema de posicionamiento de alta precisión basado en tecnología de FOC y formado, bien por un plano de detección configurado por 128 fibras, en correspondencia con el número de fotodiodos de la matriz (Ham1, 2010), bien por dos planos de detección, si se desea proporcionar información posicional de la interacción haz-detector en dos coordenadas del espacio.



**Figura 3.1** Prototipo de hodoscopio del IN2P3. En la figura el prototipo está desmontado y se puede observar la colocación de las fibras en las posiciones descritas y cómo éstas quedan encaradas con la matriz de ciento veintiocho fotodiodos de silicio de Hamamatsu.



**Figura 3.2** Detalle del prototipo de hodoscopio del IN2P3. A la izquierda se observan las fibras encaradas con la posición del fotodiodo correspondiente en la matriz. A la derecha las distintas piezas que componen el sistema.



---

Figura 3.3 Prototipo de hodoscopio del IN2P3. En la figura el prototipo está montado y cerrado.

### **3.3 Propuesta de diseño de la electrónica de *read-out***

En la Figura 3.4 se ha representado un esquemático de los componentes que conforman la propuesta de diseño *read-out* y cómo éstos se encuentran interconectados.

La señal de luz proveniente de las FOC se detecta por una matriz de 128 fotodiodos de silicio (Ham1, 2010), los cuales se encargan de transformar la señal de luz en una señal eléctrica analógica. Un integrador de carga conectado a la matriz (Ham2, 2011) permite integrar la carga acumulada en cada uno de los fotodiodos durante un tiempo de integración, que se fija de acuerdo a la sensibilidad del detector para una determinada fuente radiactiva. El integrador proporciona una salida en serie de las señales eléctricas analógicas obtenidas en cada posición de la matriz. Por su parte, la digitalización de las señales se realiza con un módulo comercial que se conecta a modo de *mezzanine* (Avnet, 2008) y que contiene un convertidor analógico-digital (ADC, de sus siglas en inglés *Analog to Digital Converter*) totalmente diferencial. Finalmente, el control del sistema se realiza mediante un dispositivo de

diseño *hardware* integrado en una placa comercial desarrollada por Xilinx (Xilinx1, 2009). Por tanto, el sistema se gestiona con un dispositivo FPGA, con el cual es posible realizar el control de los dispositivos con un diseño *software*, *firmware* y *hardware*.

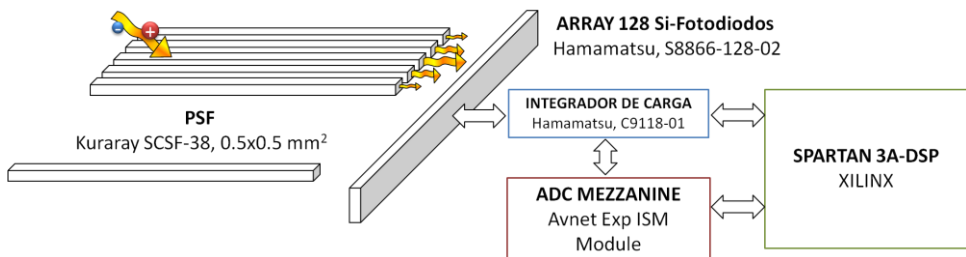
El *read-out* y el diseño electrónico queda compuesto por:

- Matriz de fotodiodos, Hamamatsu S8866-128-02.
- Circuito integrador de carga, Hamamatsu C9118-01.
- Módulo de expansión, Avnet Exp Ism Analog I/O Module.
- Placa de valuación, Spartan3A-DSP.

En los siguientes subapartados se detallan las características de cada uno de los componentes del diseño y su funcionamiento, comenzando la descripción por aquellos que se encuentran situados más cercanos al detector y finalizando con el dispositivo de control del sistema. Posteriormente, se justifica y describe el entorno y lenguaje de programación empleados para el control del diseño *read-out* y la programación del conjunto.

### 3.3.1 Matriz de fotodiodos Hamamatsu S8866-128-02

La detección de luz se realiza con la matriz S8866-128-02 de Hamamatsu, formada por una fila de 128 fotodiodos de silicio consecutivos (Figura 3.5). Con este dispositivo se realiza la lectura de la señal de luz en una coordenada del espacio (plano  $x$ ).



**Figura 3.4** Diseño a nivel de diagrama de bloques de la electrónica de *read-out*, compuesta por una matriz de fotodiodos, un integrador de carga, un módulo de digitalización y una placa de control FPGA.

Cada fotodiodo de silicio tiene un AA de  $0.8 \text{ mm}^2$  que se corresponde con la separación entre FOC en el prototipo. Funciona con un voltaje inverso bajo, 5 V, y tiene una eficiencia cuántica de detección en el pico de emisión de la FOC de aproximadamente el 85%. El dispositivo contiene un circuito integrado para procesamiento de señal con tecnología CMOS que incorpora un generador de tiempos, lo que facilita una configuración externa para el control de salida de señal simple. Además, lleva integrado un preamplificador de carga con el cual es posible establecer dos modos de funcionamiento, baja y alta ganancia (BG, AG), a través de un *switch* accesible manualmente en el integrador que se puede conectar a masa o a un voltaje nominal de 4,5 V. El preamplificador tiene un condensador de capacidad variable entre 0,5 pF y 1 pF, cuya carga proporciona la ganancia en la señal de salida.

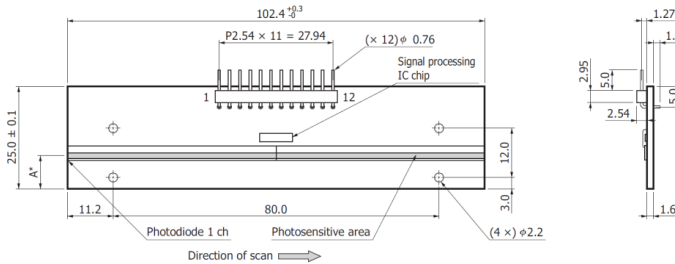
### **3.3.2 Integrador de carga Hamamatsu C9118-01**

En la Figura 3.6, izquierda, se muestra el circuito integrador de carga, una solución comercial diseñada para el control de la matriz de fotodiodos descrita en el apartado anterior. Con esta controladora se gestiona la salida y adquisición de la señal eléctrica analógica de los fotodiodos, ya que permite el control del TI de la carga acumulada por la incidencia de luz. Así, se obtiene la señal correspondiente a la carga integrada en cada uno de ellos. Los TI recomendados por el fabricante están comprendidos entre los centenares de microsegundos hasta por debajo de los dos segundos.

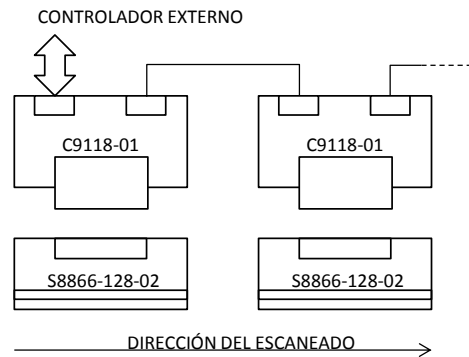
Funciona con el mismo voltaje de alimentación, 5V. El control se realiza con dos señales de entrada, una síncrona, la entrada de reloj que puede ser regulada para un funcionamiento del dispositivo con frecuencias comprendidas entre 0,5MHz y 2MHz y la otra asíncrona, que establece el TI de la carga y que controla la salida de datos. Por su parte, son tres las señales de salida: un *trigger* que indica el instante en el que la señal analógica de cada fotodiodo está disponible, la propia señal eléctrica analógica y una señal que indica la finalización del escaneado de la matriz (*leos*).

Como se ha expuesto, el prototipo de hodoscopio se diseña con un plano de detección para realizar la investigación del detector durante la fase experimental. Sin embargo, para proporcionar la posición del haz en dos coordenadas del espacio son necesarios dos planos. Por tanto, en un sistema de estas características es necesario utilizar dos matrices de fotodiodos y dos integradores de carga, uno para cada

plano. Una de las principales ventajas de los componentes seleccionados es que es posible conectar varios de estos dispositivos en cascada. Así, cada matriz de fotodiodos se conecta con su respectivo integrador y estos a su vez se conectan de forma que sólo es necesario un controlador externo para ambos dispositivos (Figura 3.6, derecha).



**Figura 3.5** En la figura se muestran los planos de construcción de la matriz de fotodiodos Hamamatsu S8866-128-02. Se puede observar el AA donde se encuentran los 128 fotodiodos en fila y los pines accesibles para el control y salida de datos (parte superior).



**Figura 3.6** Fotografía del integrador de carga Hamamatsu C9118-01 para control externo de la matriz S8866-128-02 (izquierda) y esquemático de cómo realizar la conexión en cascada de dos o más de estos dispositivos (derecha); se observa cómo se necesita un solo controlador externo para el conjunto.

### 3.3.3 Módulo de expansión Avnet Exp Ism Analog I/O Module

La digitalización se lleva a cabo con el módulo de expansión Avnet Exp Ism Analog I/O (Avnet, 2008), una placa compatible con la placa de control FPGA y que se conecta a modo de *mezzanine* sobre la misma (Figura 3.7). Dispone de un ADC de 16 bits completamente diferencial, el ADS-8422 de Texas Instruments (Texas1, 2006), cuya frecuencia de conversión máxima es de 4 Msp/s. Además, lleva integrados dos convertidores digital analógico (DAC, de sus siglas en inglés *Digital to Analog Converter*) DAC-8832, también de Texas Instruments (Texas2, 2007), con la misma resolución, 16 bits y frecuencia 1 Msp/s.

Se pueden realizar dos tipos de conversión. Por una parte, se dispone de un DAC que puede operar independientemente para realizar conversiones digital-analógicas y, por otra, se dispone de un ADC para la digitalización. El segundo DAC está conectado con el ADC y su función es añadirle o restarle una tensión de *bias*, lo que permite variar su rango de tensión de entrada (Figura 3.8). Existe la opción de conectar o no el DAC mediante *jumpers* accesibles manualmente. En el caso de no estar conectado, el rango de conversión AD teórico se encuentra comprendido entre los -4 V y 4 V.

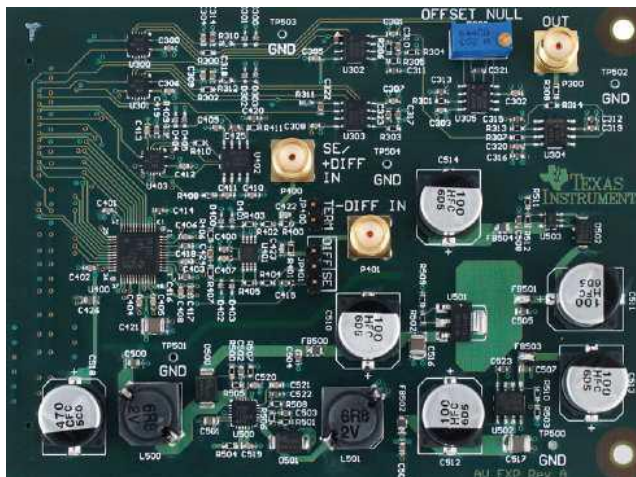


Figura 3.7 Fotografía del módulo de conversión AD-DA de alta velocidad Avnet Exp Ism Analog I/O module, que se conecta a modo de *mezzanine* sobre la placa de control FPGA.



La electrónica de acondicionamiento de señal de la placa posibilita un funcionamiento del ADC en modo diferencial o *single-ended*. Debido a que la señal analógica proveniente de los fotodiodos es *single-ended*, con un voltaje de saturación comprendido dentro del rango de tensiones del ADC, el conexionado *hardware* de la placa (Avnet, 2008) se adapta para este modo de funcionamiento. Para ello, se cortocircuita el *jumper* JP400 conectando las entradas diferenciales con la masa de la placa. De este modo, la señal se introduce por el conector SMA P400 mientras que el SMA P401 queda al aire. Si el *jumper* JP401 se conecta en la posición 1-2, se configura el modo *single-ended* sin voltaje DAC *bias* mientras que si se conecta en la posición 2-3 se añade dicho voltaje, que será exactamente la mitad del introducido tras el divisor resistivo en su conexión final con el amplificador diferencial (THS4131), lo que modifica el rango de entrada del ADC (Sección 3.4.2).

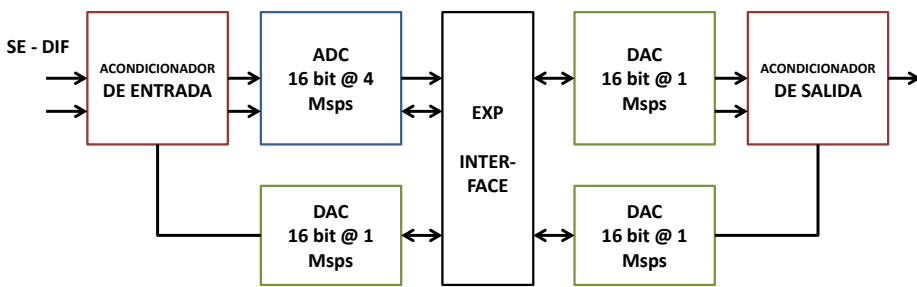


Figura 3.8 El diagrama de bloques presenta un esquemático del conexionado *hardware* de los convertidores en el propio módulo de expansión Avnet Exp Ism Analog I/O Module.

### 3.3.4 Xilinx Spartan3A-DSP

El control del sistema se realiza con una Spartan3A-DSP de Xilinx. Se trata de una placa de evaluación de propósito general que dispone de un dispositivo FPGA modelo xc3sd1800a. La razón de su selección se debe a las ventajas que se obtienen a la hora de implementar un prototipo en fase de desarrollo ya que, al estar montada en una placa base, su utilización es inmediata. Por otra parte, incluye diferentes puertos de comunicación que permiten realizar numerosas pruebas. En este caso se dispone de puerto RS-232, VGA, puerto Ethernet, SPI, puerto de expansión de alta velocidad; otras prestaciones son FLASH externa, reloj de hasta 125 MHz,

pinos para puertos de entrada-salida, botones y *leds* programables. El lector puede encontrar información más detallada en (Xilinx1, 2009).

### **3.3.5 Programación y control del diseño *read-out***

La función de la FPGA es gestionar las entradas y salidas (ES) que están conectadas con cada componente del diseño. Su finalidad es la sincronización y funcionamiento de los distintos dispositivos.

Existen diversas alternativas para introducir las órdenes de gestión que se pueden programar. El estándar utilizado en Europa es el VHDL<sup>1</sup>, lenguaje de programación para diseño *hardware* definido por el IEEE<sup>2</sup>. Se trata de un lenguaje de alto nivel que posibilita un control directo de las señales ES (niveles y flancos) y que permite distintos niveles de programación: por una parte, una programación funcional, con la cual se describe el comportamiento del circuito de forma secuencial, parecido a los lenguajes *software* y que se inserta dentro de procesos paralelos; otra en la que se describe un flujo de datos con asignaciones concurrentes de señales; finalmente, una programación estructural que describe el circuito con instancias o componentes cuya interrelación es jerárquica (Alfonso, et al., 2006). En general, la programación suele resultar de una combinación de las anteriores.

La tecnología ha evolucionado en los últimos años hacia la utilización de lenguajes de más alto nivel (mayor nivel de abstracción), de forma que es posible realizar la programación de los dispositivos FPGA mediante estándares C/C++ (ISO/IEC-9899, 2011) u otros estándares, adaptados a los requerimientos de diseño FPGA. Una de estas soluciones se conoce como herramientas para síntesis de alto nivel (HLST, de sus siglas en inglés *High Level Synthesis Tools*) y se exponen con mayor detalle en el Capítulo 6. Existe también la posibilidad de utilizar los estándares mencionados insertando un microcontrolador embebido en la FPGA. Su principal ventaja es la programación con lenguajes de alto nivel y la disponibilidad de funciones específicas para los distintos estándares de control y comunicación entre dispositivos. Por el contrario, el hándicap es el elevado consumo de recursos dispo-

---

<sup>1</sup> VHDL es el acrónimo que representa la combinación de VHSIC (*Very High Speed Integrated Circuit*) y HDL (*Hardware Description Language*). Se emplea para programación de FPGA, PLD y ASIC. En Estados Unidos el lenguaje estándar es, sin embargo, Verilog, de similares características.

<sup>2</sup> IEEE (*Institute of Electrical and Electronic Engineers*), <http://www.ieee.org/index.html>

nibles y la ejecución secuencial de los algoritmos. No obstante, permiten incluir procesos *hardware* concurrentes implementados en VHDL, que pueden ser importados e incorporados al diseño a modo de *cores*. Con ello se pueden llevar a cabo diseños con las ventajas que supone la implementación con microcontroladores junto con las de la utilización de procesos concurrentes con FPGA.

La FPGA empleada para el diseño es del fabricante *Xilinx*®, por lo que los entornos de programación utilizados son los proporcionados por esta compañía; en concreto:

- *Xilinx ISE Design Suite* (V 13.1) (Xilinx2, 2011) para el diseño en VHDL.
- EDK (*Embedded Development Kit*) (Xilinx3, 2011) para el diseño *hardware* (*firmware*) del microcontrolador embebido.
- SDK (*Software Development Kit*) (Xilinx4, 2011) para el desarrollo *software* del microcontrolador.
- Otras herramientas utilizadas son *Chip Scope*, para visualización de señales internas en tiempo real y *CoreGenerator* (© Copyright *Xilinx Inc.*), para la incorporación de *cores*.

### 3.3.5.1 Arquitectura

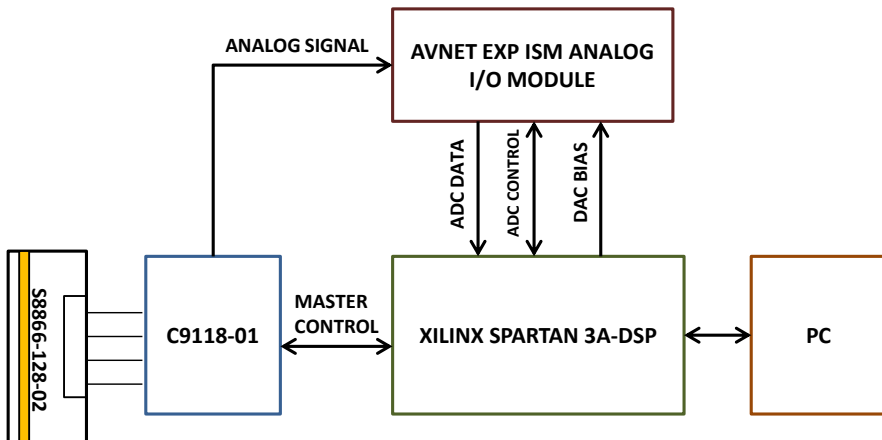
En la Figura 3.9 se observa tanto el conexionado *hardware* como la dirección de las señales de control del *read-out*.

El control del diseño se gestiona con un microcontrolador embebido en la FPGA, *MicroBlaze* ( $\mu\text{B}$ ), al que se conectan los periféricos y *cores* propios implementados en VHDL mediante un bus de datos: *Processor Local Bus* (PLB). Los *cores* funcionan de forma concurrente con el programa principal del microcontrolador. Así,  $\mu\text{B}$  funciona como maestro y los programas en VHDL como esclavos. El firmware se diseña primero en EDK para definir la arquitectura del microcontrolador embebido y sus periféricos. Los programas en VHDL se diseñan en el entorno de programación *Xilinx ISE Design Suite*. Por último, el *software* se implementa y se depura en SDK.

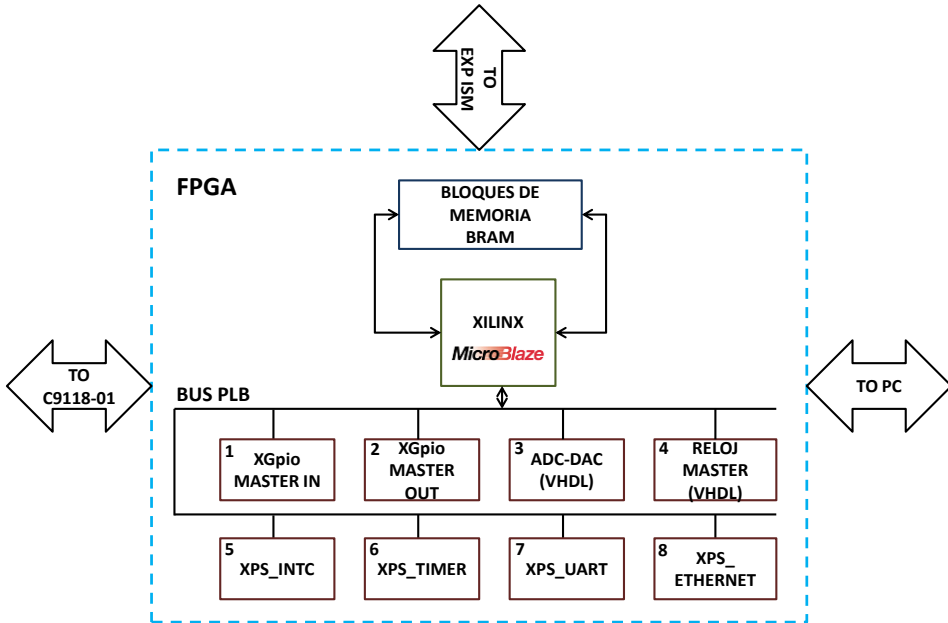
La arquitectura firmware diseñada para la FPGA (Figura 3.10) queda conformada por:

- Microcontrolador embebido en la FPGA. La frecuencia del sistema es 90 MHz, máxima frecuencia permitida.
- Dos periféricos *XGpio* para el control de las señales ES del integrador de

- carga C9118-01: *master\_in* y *master\_out*.
- Gestor de interrupciones *Xps\_Intc* asociado a los periféricos *XGpio*.
- *Timer* para medida de tiempos y diseño de funciones de retardo para control del tiempo de integración de carga.
- *Core* para comunicación y envío de datos por el puerto Ethernet.
- *Core* para comunicación y envío de datos por el puerto serie (UART).
- Memoria BRAM de 64 kbyte.
- Periférico propio (VHDL) para el control de las conversiones AD y DA *bias*, que se ejecuta de forma concurrente con el programa principal del micro.
- Periférico propio (VHDL) que proporcionan las señales de reloj para control del integrador de carga y del DAC.
- Bus de datos PLB para la transferencia de instrucciones y datos entre microcontrolador, periféricos y *cores* VHDL.



**Figura 3.9** Conexión hardware y dirección de las señales de control del diseño read-out. La placa de control FPGA está conectada a la placa de digitalización y al controlador. Cuando este manda la señal de trigger, se ordena la digitalización y se manda el dato al PC para su procesamiento. Por su parte el controlador maneja las señales de la matriz de fotodiodos.



**Figura 3.10** Diseño firmware de la FPGA formado por un microcontrolador embebido al que se conectan los periféricos diseñados ( $\mu B$ ). La comunicación micro-periférico se realiza por el bus PLB.

### 3.3.5.2 Funcionamiento del sistema

El diseño para el control del *read-out* funciona de la siguiente manera:

En primer lugar se realiza un *reset* del sistema y se inicializan los periféricos. Posteriormente se establece un TI de carga que puede oscilar entre las decenas de microsegundos a centenares de milisegundos, dependiendo de la sensibilidad del detector para una determinada fuente radiactiva. Parámetros como la frecuencia de reloj del integrador, TI de la carga y número de escaneados que se van a realizar se establecen previamente. Cuando la luz proveniente de las FOC incide en los fotodiodos, la carga depositada se recoge durante el TI establecido. El driver C9118-01 es el encargado de controlar las señales a la matriz S8866-128-02, indicando cuándo se inicia la integración de la carga y cuándo la salida de señal analógica. En el instante en el que el circuito integrador lanza la primera señal de disparo (*trigger*), la señal analógica correspondiente al dato del primer fotodiodo está disponible y, por tanto, es el momento en el que se digitaliza. La operación se repite cada cuatro flancos de reloj hasta que las señales de todos los fotodiodos se han digitalizado. El dato de

cada uno de los 128 fotodiodos se almacena en un banco de registros y se guarda en memoria interna tras la digitalización de cada señal. Una vez se ha terminado el escaneado, la señal *leos* indica el fin de la salida de datos. La posición del fotodiodo con el dato de valor máximo de entre todos los valores obtenidos al digitalizar las señales de cada uno de los fotodiodos, indica la posición de máxima interacción haz-detector y proporciona la estimación de la posición del haz de partículas.

La Figura 3.11 muestra el diagrama de flujo del programa principal del microcontrolador embebido. Los bloques coloreados en naranja se corresponden con el control del integrador de carga y con los *cores* diseñados en VHDL para el control del módulo de expansión encargado de la digitalización de señal. Éstos funcionan de modo concurrente con el programa secuencial del micro. El bloque coloreado en morado se corresponde con el programa del instrumento virtual diseñado en Labview ®<sup>3</sup>, que ofrece una interfaz gráfica para el control, adquisición y visualización de datos y cuya funcionalidad se detalla en el apartado de *Interfaz gráfica y visualización de datos*.

En los siguientes subapartados se expone con mayor detalle el funcionamiento y características de estos bloques.

### **3.3.5.3 Programación de periféricos**

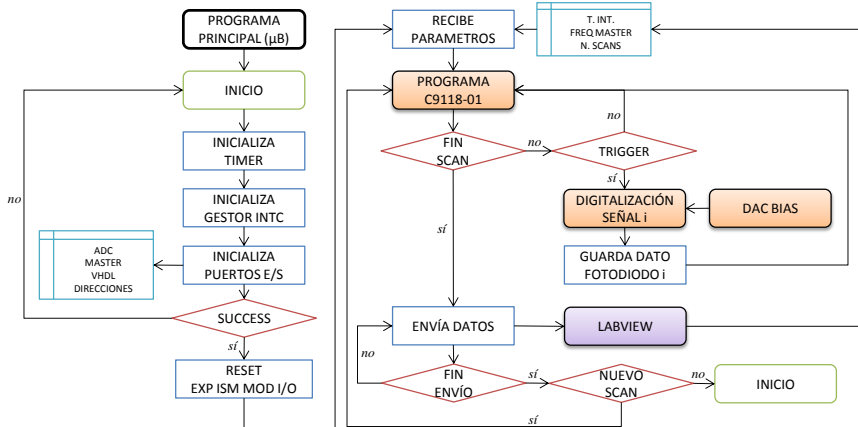
La programación en VHDL del DAC requiere de la incorporación de un reloj de frecuencia 50 MHz (dispositivo síncrono). La del sistema es de 125 MHz. La división por 2,5 consume muchos recursos y, por este motivo, para optimizar el diseño se incorpora un DCM (*Digital Clock Manager Module*) (Xilinx5, 2009) con *Core Generator* en el que la señal de reloj de entrada se corresponde con el reloj del sistema, mientras que a la salida se tiene la señal del reloj con los 50 MHz necesarios para el convertidor. Se verifica el correcto funcionamiento del diseño con la herramienta *Chip Scope*, tal y como se muestra en la Figura 3.12.

La programación en VHDL del ADC se ha realizado con una máquina de estados. ya que es asíncrono. Así el control funciona con seis señales de control y tres procesos. En la Figura 3.13 se puede observar el diseño donde las señales de control de cambio de estado son cinco: *enable<sub>i</sub>* (con  $i = 1:5$ ) y las variables de estado son ocho, las correspondientes a las señales de interfaz con el ADC: CS, PD2, PD1, RD,

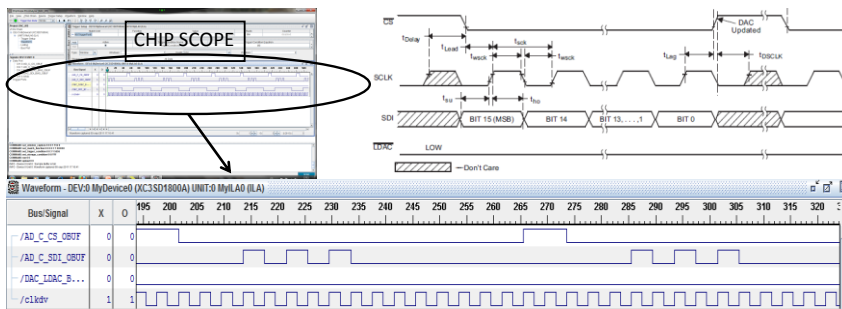
---

<sup>3</sup> El lector puede encontrar más información en: <http://www.ni.com/labview/esa/>

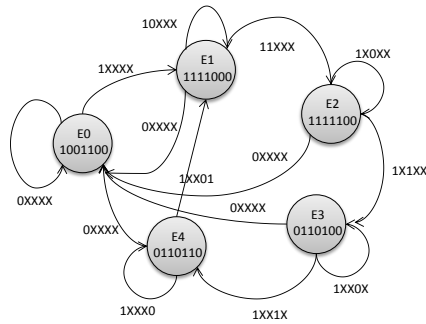
CONVST, BSY, DATA y BYTE. Cuando la señal de inicio de conversión  $enable_1 = "1"$ , empieza la conversión AD. Esta señal se corresponde con la señal de *trigger* del integrador.



**Figura 3.11** Diagrama de flujo del programa principal para el control del diseño read-out del dispositivo FPGA implementado en VHDL y µB. Se observa a modo resumen el flujo de instrucciones, así como la comunicación con los periféricos (bloques en naranja) que siguen su propia secuencia de instrucciones externa a este diagrama y la interacción con el programa de adquisición de datos configurado con Labview a modo de interfaz gráfica (bloque en morado).



**Figura 3.12** Comprobación del funcionamiento del DAC. En la parte superior derecha se observan las especificaciones del fabricante, mientras que en la parte superior izquierda (y más grande abajo) se observan las señales reales de ES del DAC tomadas con la herramienta de Xilinx Chip Scope.



**Figura 3.13** Máquina de estados programada en VHDL que dirige el control del ADC. Las señales de control de cambio de estado son cinco y las variables de estado son ocho, las correspondientes a las señales de interfaz con el ADC: CS, PD2, PD1, RD, CONVST, BSY, DATA y BYTE.

Por su parte, el control del integrador de carga se realiza con dos puertos  $XGpio$  y un *core* en VHDL que proporciona a su salida distintas frecuencias de reloj que son ajustables para el funcionamiento del integrador con la frecuencia requerida por la aplicación:

- Puerto *master\_out*: puerto de salida para el control del tiempo de integración de la carga y del inicio de salida de datos.
- Puerto *master\_in*: puerto de entrada al microcontrolador con el que se comprueba el estado lógico de dos señales: *leos*, que indica el final del escaneado de la matriz de fotodiodos y *trigger*, que indica el momento en el que la señal analógica está lista para ser digitalizada. Esta señal está conectada al gestor de interrupciones (*Xps\_Intc*).
- *Core reloj\_master*: implementado en VHDL, tiene como entrada el reloj del sistema (90 MHz) y como salida un reloj con una frecuencia programable, que puede estar comprendida entre 0,5 MHz y 2 MHz (a intervalos de 250 kHz).

#### 3.3.5.4 Interfaz gráfica y visualización de datos

Para la extracción, almacenamiento y visualización de resultados se ha utilizado Labview, entorno de programación de la compañía National Instruments para adquisición de datos y monitorización de sistemas. La programación se realiza con lenguaje gráfico y los procesos son concurrentes. Se trata de una herramienta que permite la creación e instrumentos virtuales (VI) que sirven como interfaz para el



control de instrumentación o de cualquier tipo de electrónica. El programa funciona de la siguiente manera:

Tras iniciar el programa, se define el puerto de comunicación y se indica la localización del archivo (tipo \*.xls) donde se han de almacenar los resultados. Posteriormente se introducen los siguientes parámetros: frecuencia del *reloj\_master*, tiempo de integración de la carga y número de escaneados que ha de realizar la matriz de fotodiodos ("0"=escaneado continuo). Éstos se introducen mediante los desplegables diseñados para la interfaz gráfica. Una vez introducidos, se envían al programa principal de la FPGA y se inicia el proceso de escaneado y adquisición de datos. El programa de adquisición permanece a la espera hasta que los resultados de cada uno están disponibles. Obtenidos éstos, realiza dos operaciones: representación gráfica y almacenamiento de datos. Cuando el número de escaneados se completa, el programa queda a la espera de la recepción de nuevos parámetros, bien para repetir la operación o bien para finalizar el proceso.

### **3.4 Medidas experimentales**

Una vez propuestos los componentes que conforman la electrónica de *read-out* se procede al montaje del diseño y se realizan medidas experimentales para comprobar el funcionamiento y la viabilidad del sistema diseñado. Se montan dos bancos de pruebas con los que se realizarán las medidas expuestas a continuación. Seguidamente se detallan los resultados experimentales.

#### **3.4.1 Bancos de pruebas**

##### **Primer banco de pruebas. Detector más *read-out*.**

Con el primer montaje se realiza una puesta a punto del detector. El banco de pruebas está compuesto por el prototipo de hodoscopio conectado al diseño de *read-out* propuesto, tal y como está representado en la Sección 3.3.5.

Primero se caracteriza el funcionamiento del ADC, para ello se realiza:

- Un ajuste del rango de tensiones de entrada al convertidor.
- El cálculo del número efectivo de bits (ENOB, *Effective Number of Bits*), con lo que se obtiene su resolución real.

Posteriormente se adquieren parámetros del detector llevando a cabo:

- Medida de pedestales.
- Medida del ruido asociado al detector.
- Medida del ruido asociado a la electrónica.
- Medida de ruido total del sistema de detección.

Para la realización de las medidas se utiliza el siguiente equipo de laboratorio complementario:

- Fuente de alimentación GW INSTEK CPS 3303.
- Generador de funciones AGILENT 33522A.
- Osciloscopio TEKTRONIX TDS 220.
- Analizador de espectros RODE&SCHWARZ ZVL.
- Ordenador PC.

### **Segundo banco de pruebas. Medidas experimentales con fuente de Sr-90**

Finalizadas las pruebas de funcionamiento con el detector, sus ajustes y puesta a punto, se elaboran pruebas de funcionamiento con fuente radiactiva. El banco de pruebas está formado por el prototipo de hodoscopio conectado al diseño de *read-out* propuesto, tal y como se recoge en la Figura 3.9. Además, se utilizan dos fuentes de partículas:

- 1) Fuente 3618RP Sr-90 (3 MBq) (Figura 3.14).
- 2) Fuente PTW 8921-1090 (1991) de Sr-90 (33 MBq) (Figura 3.17).

Se proponen las siguientes medidas experimentales, donde se adquiere un tamaño muestral de  $n=1000$  muestras por píxel para cada una de las pruebas indicadas, en las que se coloca la fuente sobre las siguientes FOC:

- FOC situada sobre la posición 32.
- FOC situada sobre la posición 65.
- FOC situada sobre la posición 69.
- FOC situada sobre la posición 95.

Las posiciones mencionadas son aproximadas y se corresponden con la posición sobre la fibra que está sola, sobre el centro del primer bloque de diez fibras, sobre el borde derecho mismo bloque y, finalmente, sobre el centro del segundo bloque de diez fibras del prototipo, de acuerdo con la geometría descrita en la Sección 3.2.

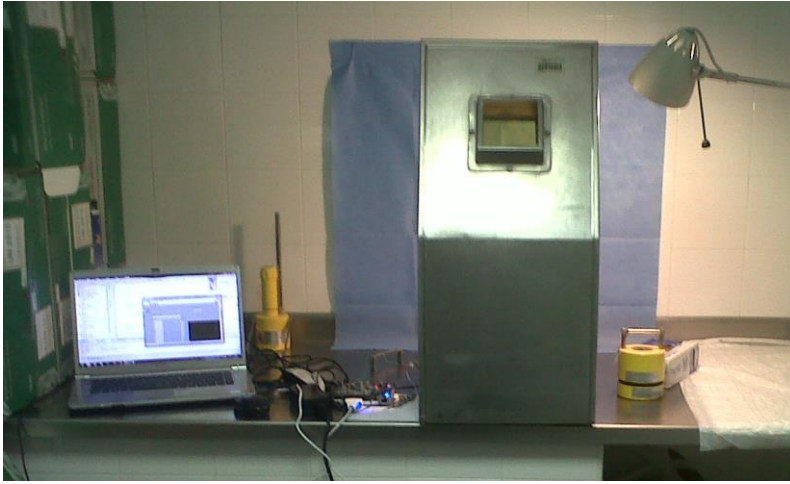
Las medidas se repiten para varios tiempos de integración en un intervalo comprendido entre 500  $\mu$ s y 2 s. Además se comprueba el funcionamiento del sistema dentro del rango de frecuencias de *reloj\_master*.

Estas medidas posibilitan la verificación del funcionamiento del detector con fuente radiactiva y la caracterización de parámetros como:

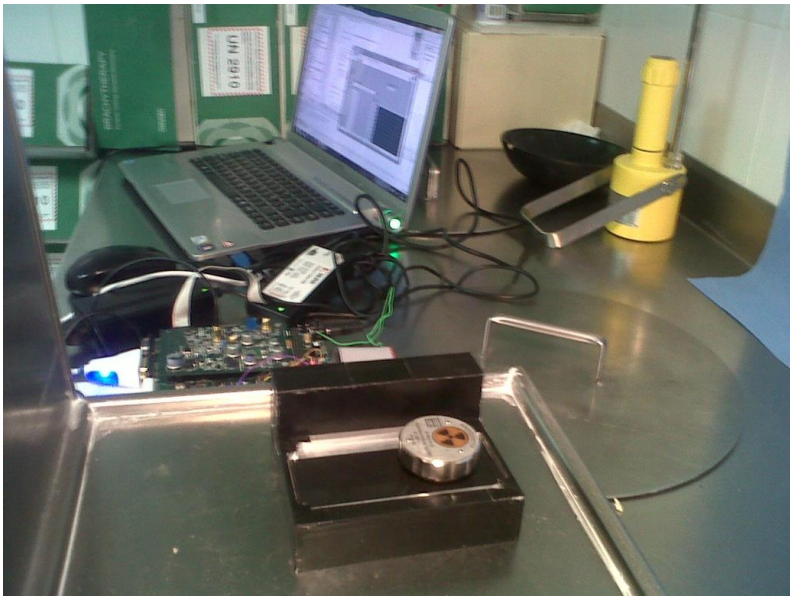
- Linealidad y error de linealidad en las medidas.
- Crosstalk de luz.
- Relación SNR.



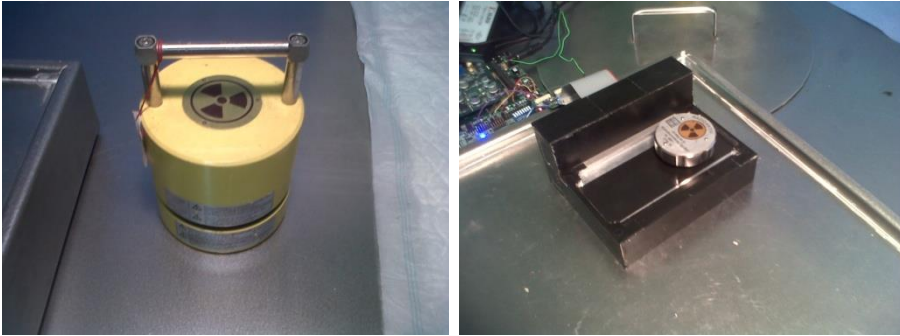
**Figura 3.14** Primer banco de pruebas con fuente 3618RP Sr-90 (3 MBq) colocada sobre el prototipo. En la figura se observa el montaje detector más read-out, así como la fuente utilizada.



**Figura 3.15** Segundo banco de pruebas con fuente PTW 8921-1090 (1991) de Sr-90 (33 MBq). En la figura se observan el montaje. El detector está situado tras el panel metálico para asegurar la protección radiológica, dada la actividad de la fuente.



**Figura 3.16** Segundo banco de pruebas. Se observa el prototipo de hodoscopio con la fuente situada sobre la zona de medida. Detrás, el conexionado de read-out y el ordenador para adquisición de medidas experimentales



**Figura 3.17** Detalle fuente PTW 8921-1090 (1991) de Sr-90 (33 MBq). A la izquierda la caja donde se guarda por protección y a la derecha se observa con detalle la fuente colocada sobre el área activa del prototipo.

### 3.4.2 Resultados pruebas experimentales

#### 3.4.2.1 Ajuste del ADC. Resolución.

Para caracterizar el comportamiento del ADC se configura el *hardware* para modo de funcionamiento *single-ended* (Avnet, 2008). Primero, se calibra su rango de tensión de entrada y, seguidamente, se comprueba su rango real y su resolución.

La operación de calibrado consiste en un ajuste del rango de tensión de entrada. Se pretende que, cuando se introduzca una tensión analógica a la entrada del ADC de 0 V, el dato digital que proporcione a la salida sea 0000h. Para ello, el DAC ha de proporcionar a su salida una tensión analógica que se acople al ADC a modo de tensión de *bias*. El test se lleva a cabo introduciendo 0 V con la fuente de alimentación de tensión continua y fijando el dato digital del DAC para proporcionar la mencionada tensión de *bias* que lo ajuste, dando como resultado cero cuentas a la salida del convertidor AD.

Una vez calibrado se comprueba el intervalo de tensiones de conversión del ADC real frente al teórico (Sección 3.3.3). El test se lleva a cabo conectando la fuente de alimentación de tensión continua a su entrada y realizando un barrido de tensiones en el que se varía la tensión hasta obtener a la salida del convertidor el máximo valor digital negativo correspondiente a 8000h, ya que el convertidor funciona en

complemento a dos, y el máximo valor digital de tensión positiva, 7FFFh. El intervalo real resultante está comprendido entre  $-4,12$  y  $4,19$  V, siendo el rango real de  $R=8,31$  V.

Teniendo en cuenta los parámetros calculados y el número de bits del convertidor, se estima una resolución teórica del ADC de  $125 \mu\text{V}$ , sin tener en cuenta el ruido asociado a la electrónica (que se denomina en adelante  $\sigma_e$ ).

Para la estimación de  $\sigma_e$  se introducen diferentes tensiones a la entrada del ADC. Éstas se encuentran dentro de su rango de conversión, con valores tanto positivos como negativos. Se realizan digitalizaciones continuas para cada una de ellas y se adquieren los resultados con ayuda de *Chip Scope*, con 16.384 datos de 16 bits, profundidad máxima del programa. Se exportan los resultados y se calcula la desviación estándar de cada una de las muestras, obteniéndose una  $\sigma_e < 0,5$  mV.

Establecida una cota superior para  $\sigma_e$ , es posible cuantificar el número efectivo de bits. Generalmente, éste se calcula a partir de la SNR obtenida tras introducir una señal senoidal. Con ello, se consigue un valor de ENOB que depende de la frecuencia utilizada para el test y que incluye diferentes parámetros del ADC como el ruido térmico, las no linealidades y el *jitter* del reloj. Aunque ésta es la definición correcta en aplicaciones en las que se tienen señales periódicas de alta frecuencia, como en radiofrecuencia o telecomunicaciones, no todos estos parámetros son necesarios para los detectores comúnmente utilizados en aplicaciones de física, cuyo propósito está generalmente centrado en medidas de amplitud.

Se propone el uso de la siguiente ecuación para su cálculo, donde  $R$  es el rango de conversión AD,  $B$  el número físico de bits y  $\sigma_n^2$  resume las mencionadas fuentes de ruido adicionales. En ella, el *jitter* no se considera un parámetro importante, aunque sí las no linealidades y el ruido térmico (Bardelli, et al., 2006).

$$\sigma_{ADC}^2 = \frac{R^2}{12} \frac{1}{4^{ENOB}} = \frac{R^2}{12} \left[ \sigma_n^2 + \frac{1}{4^B} \right] \quad (3.1)$$

Resulta un ENOB=12,2 bits.

### 3.4.2.2 Digitalización de señal

La señal de *trigger* es la que indica el momento en el que la señal analógica de un determinado fotodiodo está disponible para su digitalización. Teniendo en cuenta el rango de frecuencias a las que funciona el integrador de carga, se disponen de entre 0,5  $\mu$ s y 2 s para digitalizar la señal de cada fotodiodo.

Se mide el tiempo de conversión del ADC con ayuda de un osciloscopio, obteniéndose 256 ns por conversión analógico-digital. La velocidad de conversión del ADC permite así realizar de 2 a 8 digitalizaciones durante el tiempo de salida de datos en serie. Por consiguiente, es posible guardar de 2 a 8 muestras de cada fotodiodo durante un proceso de escaneado<sup>4</sup> de la matriz. Esto permite reducir el error en la medida debida al ruido electrónico y a la propia resolución del convertidor, ya que la población de muestras adquiridas para cada fotodiodo se puede incrementar para uno solo de estos procesos.

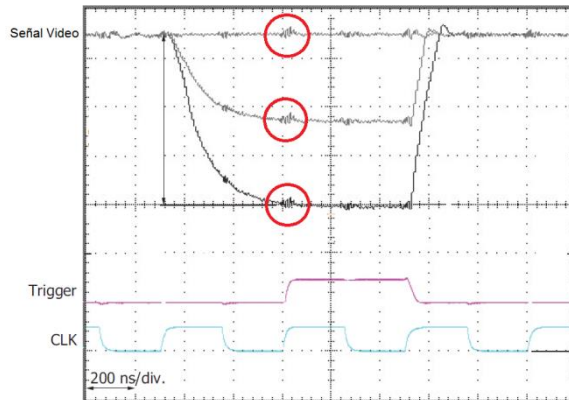
En los fotodiodos existe un efecto indeseado conocido como *gain-peaking* (Ham12, 2012) (Ham101, 2010). Se debe a la característica de rápida respuesta de los fotodiodos de silicio utilizados en esta aplicación. Su efecto es una oscilación del voltaje de salida en respuesta a luz incidente. La consecuencia son niveles anormalmente altos de ruido en los flancos de subida y de bajada de la señal. Para el caso de estudio este efecto se subsana por las propias condiciones de adquisición, ya que el flanco de subida de la señal de *trigger* se produce un ciclo de reloj después del flanco de subida de la señal analógica a convertir. Sin embargo, sí se observa un ruido indeseado de bajo valor, del orden de pocos milivoltios, y de corta duración, aproximadamente 30 ns, debido a una oscilación que se produce en las señales de salida del integrador, que están influidas por los flancos de subida y bajada del *reloj\_master*. Este comportamiento se puede observar en la Figura 3.18.

Con el fin de reducir un posible error en la digitalización a causa de esta perturbación se programa el inicio de adquisición de la señal para su digitalización 44 ns después del flanco de subida de la señal de *trigger*. Con esto se evita la adquisición en una zona en la que se comprueba que existe ruido y se reduce la posibilidad de un error incrementado en el dato digitalizado<sup>5</sup>.

---

<sup>4</sup> Se denomina proceso de escaneado al proceso de integración de la carga de los fotodiodos más su correspondiente salida datos.

<sup>5</sup> Este tiempo se ha establecido de acuerdo con el periodo del reloj de la placa, 11,1 nanosegundos.



**Figura 3.18** Señal analógica del fotodiodo (arriba), señal de trigger y de reloj\_master. Se puede observar en cada flanco de reloj una oscilación de la señal de video (señal de salida de los fotodiodos), siendo esta señal entendida como una perturbación indeseada.

### 3.4.2.3 Tiempos del detector

En este apartado se describen los tiempos de funcionamiento del detector. De los datos mostrados en la Tabla 3.1 cabe remarcar el tiempo muerto de la electrónica en cada proceso de escaneado, que es de 21 ciclos de reloj, el tiempo para procesamiento de datos entre señales de *trigger*, que oscila entre 2  $\mu$ s y 8  $\mu$ s, el tiempo del que se dispone para la digitalización y el tiempo necesario para la realización del proceso de escaneado propiamente dicho.

**TABLA 3.1** TIEMPOS DE FUNCIONAMIENTO DEL DETECTOR

Frecuencia <i>reloj_master</i>	2 MHz	0,5 MHz
T proceso de escaneado mínimo	264	1057
T entre señales de fotodiodos	2	8
T en el que señal de fotodiodo está disponible	0,5	2
T salida de datos	256	1024
TI mínimo	10	40
T orden salida de datos	10,5	42
Retraso desde orden de salida hasta salida de datos	9,75	39
Retraso desde orden de inicio de TI hasta inicio de integración	4	16
Retraso entre orden salida de datos y orden de inicio integración carga	10,5	42

\*T=tiempo; unidades en microsegundos



Para optimizar los tiempos de una aplicación en la que es necesario realizar escaneos continuos y cuyo TI de la carga es menor o igual que la diferencia entre tiempo mínimo necesario para llevar a cabo un proceso de escaneado, más el tiempo muerto de la electrónica, se ha de inicializar el proceso de integración de carga durante la salida de datos del escaneado anterior. De esta manera, se consigue un funcionamiento en modo continuo, en el que el tiempo total de cada ciclo viene marcado por el tiempo mostrado en la primera línea de la misma tabla.

Con un mismo modo de funcionamiento pero con valores de TI mayores que el mínimo necesario para realizar un proceso de escaneado, la optimización se lleva a cabo de igual forma. Así, el tiempo añadido al mínimo de cada proceso de escaneado es el resultado de sumar el tiempo muerto del detector, más la diferencia entre el TI requerido y el correspondiente al propio proceso.

#### **3.4.2.4 Pedestales del detector**

Como se ha expuesto, el fotodetector proporciona una señal eléctrica en respuesta a una cantidad fotones incidentes. Sin embargo e incluso en ausencia de luz se detecta señal a la salida del mismo, el pedestal. Se obtiene junto con la señal de salida resultante y se ha de restar a las lecturas cuando se realizan medidas en las que sí que hay luz incidente.

Se estima su valor para cada fotodiodo de la matriz. Para ello se introduce el detector en un entorno oscuro y se toman medidas bajo las siguientes condiciones:

- *Reloj\_master*: 0,5 MHz, 1 MHz y 2 MHz.
- TI de la carga: 500  $\mu$ s, 10 ms, 100 ms, 300 ms, 500 ms, 1 s y 2 s.
- Modos de funcionamiento: BG y AG.
- Tamaño muestral:  $n=1000$  muestras por píxel.

Los parámetros propuestos recorren el rango completo de frecuencias de *reloj\_master* y un amplio rango de TI, que va desde los microsegundos hasta una cota superior de dos segundos. Asimismo, se comprueban los dos modos de funcionamiento de la matriz de fotodiodos, BG y AG, adquiriéndose un tamaño muestral  $n$  lo suficientemente grande como para tener errores en las medidas que se pueden considerar despreciables (Feller, 1945) (Miller Grintead & Snell, 1997). Los resultados esperados predicen valores de pedestal constantes con el TI para cada fotodiodo.

Por otra parte, adquiriendo  $n$  muestras se tiene que el valor obtenido no es exactamente el mismo en todas y cada una de las medidas realizadas. Por el contrario, éstas se distribuyen normalmente, siendo el valor estimado para el pedestal la media muestral.

Una vez propuestas las medidas, en los siguientes párrafos se describen y discuten sus resultados. En la Figura 3.19 se muestran a modo resumen los valores de pedestal medios. Se observa como su magnitud se encuentra en torno a las 700 cuentas de ADC que, teniendo en cuenta la resolución del convertidor, se corresponde con un voltaje aproximado de 80 mV.

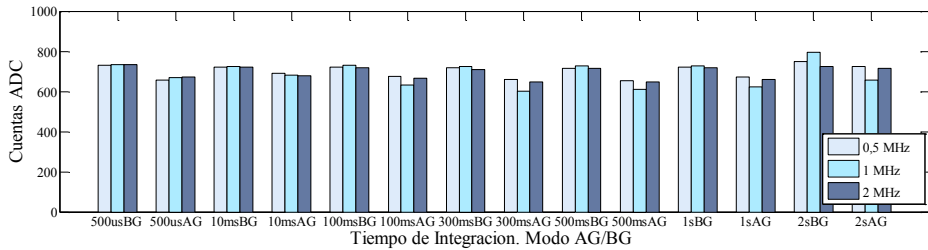
Hay que tener en cuenta que cada píxel tiene un valor medio de pedestal distinto. La lectura en un píxel se corresponde con la señal de salida menos el valor de pedestal calculado, según la siguiente relación:

$$Dato\_PD_i = Señal\_PD_i - Pedestal\_PD_i, \forall i \in [1 - 128] \quad (3.2)$$

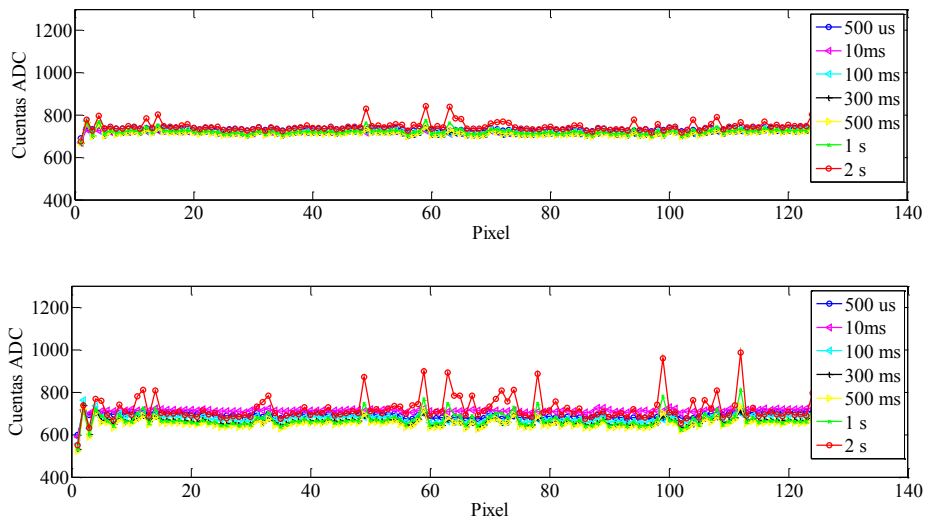
Analizando la Figura 3.20, arriba, en la que se detallan los pedestales por píxel en BG para una frecuencia de 0,5 MHz, se concluye que, tal y como se esperaba, éstos son constantes con el TI. Es necesario remarcar que las variaciones entre los valores extremos muestreados para cada píxel entran dentro de la incertidumbre de las medidas (expuesta en el siguiente apartado). Además, se pueden observar valores anormalmente altos para TI de 2 s que se encuentran por encima de los adquiridos para el resto de tiempos. En efecto, para tiempos superiores a 1 s se obtienen medidas fuera del rango de valores típicos de funcionamiento, tanto si se realiza una toma de medida de pedestales, como es el caso, como si se realizan medidas en presencia de luz incidente. De hecho, se comprueba este mismo comportamiento para todas las condiciones de medida correspondiente a este TI. Esta circunstancia está en concordancia con lo especificado por el fabricante respecto a las condiciones de funcionamiento del detector.

Por tanto y de acuerdo con estos resultados, se decide establecer una cota superior de TI, en concreto, por encima del segundo. Cabe decir que esta limitación no supone restricciones para la utilización del detector con fuente radiactiva. De hecho, en las aplicaciones propuestas se requieren TI comprendidos entre los centenares de microsegundos y los centenares de milisegundos, no mayores que el de 1 s, que se encuentran dentro de su rango de funcionamiento nominal.

Respecto a los pedestales resultantes para AG, obsérvese como los valores obtenidos para cada pixel son muy estables con el TI aunque, si bien es cierto, lo son en menor medida que en el caso de la BG, ya que el intervalo de valores extremos en el que están comprendidos es más amplio. Nuevamente el valor de pedestal adquirido para TI de 2 s resulta ser considerablemente mayor que para el resto de TI, corroborando el límite superior de funcionamiento establecido en la discusión de resultados para BG.



**Figura 3.19.** Valores de pedestal medios (en cuentas de ADC) para distintos TI y frecuencias de reloj\_master, tanto en BG como en AG. Obsérvese la constancia de los pedestales en las medidas de AG por un lado y de BG por el otro.



**Figura 3.20** Medida de pedestales (en cuentas de ADC) para un rango de TI comprendido entre los microsegundos y los segundos, tanto en BG (arriba) como en AG (abajo). Reloj\_master=0,5 MHz. Obsérvese la constancia de los pedestales en ambos modos, a excepción de para el TI de 2 s, representado en color rojo, que genera valores de ruido anormalmente altos.

### 3.4.2.5 Ruido del sistema

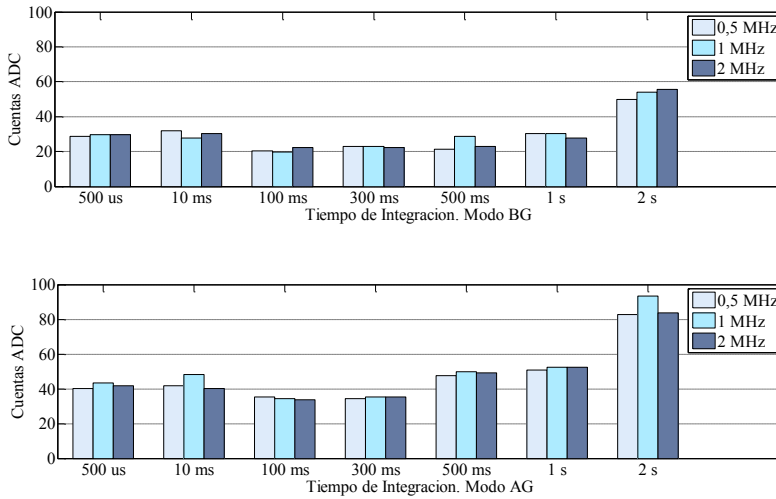
La desviación estándar de la distribución de una serie de medidas adquiridas con el detector es su ruido asociado  $\sigma_d$ . Se ha denominado con el subíndice  $d$  porque hace referencia únicamente al ruido del detector. Se trata de la incertidumbre e implica un error de precisión en la medida de la señal. Tras el detector se conecta la electrónica de *read-out*. Por tanto, además de  $\sigma_d$  se ha de considerar el ruido asociado a la electrónica  $\sigma_e$ . La relación cuadrática de ambas sigmas (Herrera , 2006) se corresponde con el ruido total  $\sigma_T$  del sistema.

En el anterior apartado se ha estimado el valor de pedestal calculado como la media muestral de  $n$  medidas por píxel. A partir de estas mismas medidas se puede obtener, además de un valor de pedestal para cada píxel, su correspondiente ruido  $\sigma_T$ . Conocidos  $\sigma_T$  y  $\sigma_e$ , es posible obtener  $\sigma_d$ , según la mencionada relación. Al igual que con los pedestales se espera un ruido constante con el TI, lo cual supone altas prestaciones del dispositivo.

A modo resumen, en la Figura 3.21 se muestran los valores medios de  $\sigma_T$  estimados para distintos TI. Se observa como los resultados esperados concuerdan con los valores adquiridos tanto en modo de BG como de AG, resultando un ruido constante con este parámetro. Sólo el tiempo de 2 s no cumple este requisito. Se ratifica que introduce niveles de ruido anormalmente altos y, por este motivo, su utilización no es recomendable, ya que supone pérdida de precisión en las medidas.

A partir de los datos representados se deduce que, en BG, los valores de ruido son de menor magnitud que en AG. En concreto, se encuentran por debajo de las 30 cuentas de ADC en modo BG, frente a las 50 cuentas de cota superior de la AG. Teniendo en cuenta la resolución del hodoscopio, esto se corresponde con unos voltajes de 4 mV y 6 mV respectivamente (valores aproximados). Esto está en concordancia con la relación entre las capacidades del preamplificador, expuesta en la Sección 3.3.1. Lógicamente, la ganancia influye en el ruido del sistema amplificándolo.

Los resultados expuestos se han obtenido con una electrónica a semi-medida que se ha incorporado a la propuesta de *read-out* para llevar a cabo la fase de investigación. Se considera que la implementación de una electrónica propia basada en la tecnología expuesta y cuyo diseño se enfoque en la reducción de este parámetro, podría disminuir notablemente los niveles de ruido expuestos.



**Figura 3.21.** Valores de ruido medio  $\sigma_r$  (en cuentas de ADC) medios para distintos TI y frecuencias de reloj\_master, tanto en BG (arriba) como en AG (abajo). Se observa la constancia del ruido con el tiempo de integración hasta  $TI=2$  s, donde se produce un funcionamiento anormalmente ruidoso, en concordancia con las especificaciones del fabricante.

Por último, en la Sección 3.4.3 se realizan ciertas consideraciones sobre la conveniencia de utilización del detector en BG o AG atendiendo a los resultados obtenidos.

### 3.4.2.6 Pruebas con fuente radiactiva

Las fuentes radiactivas utilizadas para las pruebas de este apartado se corresponden con las descritas en el segundo banco de pruebas.

El Sr-90 es un isótopo radiactivo del estroncio. Es emisor  $\beta$  puro y su vida media es de  $t_{1/2}=28,8$  años. La actividad inicial de la fuente PTW 8921-1090 para la que se presentan los resultados, era  $A_0=33$  MBq en 1991, por lo que en el momento de realizar las pruebas en 2012 la actividad había disminuido siendo de  $A\sim 21$  MBq. En los restantes apartados los resultados que se muestran se han adquirido con esta fuente.

En las pruebas se ha colocado la fuente en distintas posiciones del detector, tomando medidas bajo distintas condiciones de funcionamiento (Sección 3.4.1). A modo resumen, en la Figura 3.22 se muestran los resultados al colocar la fuente

sobre la FOC situada en la posición 95, tanto en modo de BG como de AG, para una frecuencia de *reloj\_master* de 1 Mhz. Se observa cómo en BG se produce saturación de los fotodiodos de las posiciones 94 a 96 para el TI de 2 s. Lo mismo ocurre en AG solo que en este último caso, debido a la amplificación de la señal, este efecto se observa desde un TI menor, de 1 s. Atendiendo a las propiedades de emisión de la fuente de cada aplicación, se deduce que para un correcto funcionamiento del detector es importante fijar un TI que no sature el fotodiodo, tal y como se describe en el apartado de consideraciones (Sección 3.4.3).

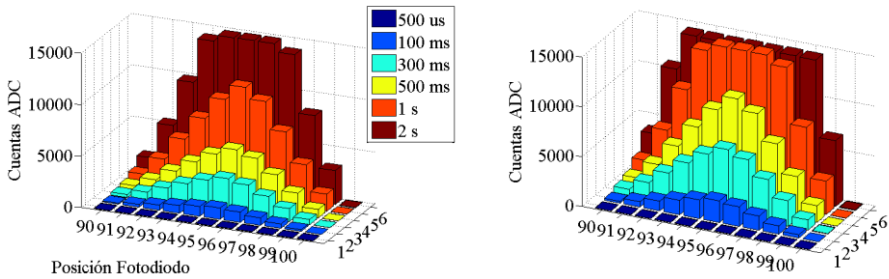
Por su parte, en la Figura 3.23 se observa el correspondiente ruido  $\sigma_T$  estimado para cada pixel de la zona de medida. Los niveles de ruido se encuentran por debajo de las 30 cuentas en BG y de las 50 en AG, en concordancia con lo presentado en el apartado anterior (excepto el TI de 2 s).

Por simplicidad sólo se han mostrado los resultados de las mencionadas figuras, pero a partir del conjunto de las pruebas experimentales realizadas se concluye la viabilidad del detector para ser utilizado con fuente radiactiva. En este caso se han utilizado partículas  $\beta$  con un espectro de emisión de centenares de keV ( $\sim 0,5$  MeV). No obstante, las propiedades de detección y eficiencia de las FOC predicen su aptitud para detección de partículas cargadas con energías tanto mayores como menores que las estudiadas (Tsoulfanidis, 1995) (Kuraray, 2008), pero también para fotones de bajas energías (Sección 2.3). Por ello, en el siguiente capítulo se lleva a cabo un estudio de simulación del dispositivo. El objetivo principal es ratificar la fiabilidad de los resultados obtenidos, pero también para evaluar la posibilidad de su utilización con otras fuentes de partículas, es decir, para otras aplicaciones.

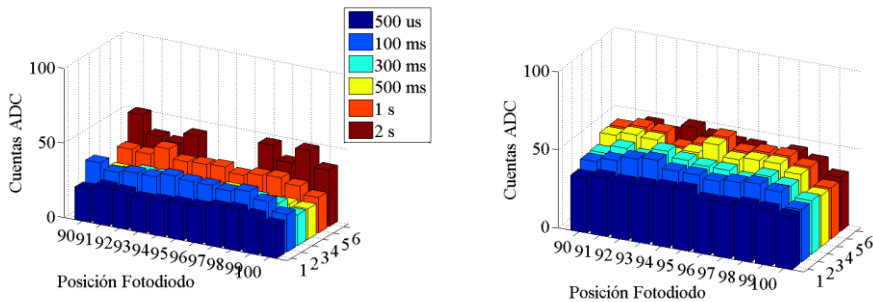
Analizando los resultados obtenidos se estima un umbral de sensibilidad del detector a partir del millar de fotones incidentes.

#### **3.4.2.7 Relación señal-ruido (SNR)**

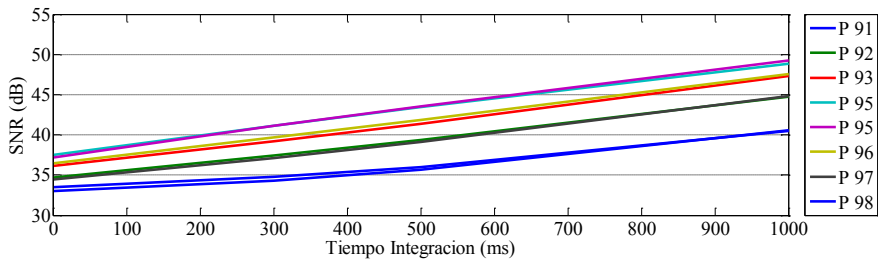
Se mide la SNR con las fuentes utilizadas en las pruebas experimentales. Este parámetro depende de dos factores: primero, de la sensibilidad del detector para el haz de partículas empleado en una aplicación y, segundo, del TI de la carga. En la Figura 3.24 se muestra como la SNR crece linealmente con el TI ya que, como se ha expuesto en anteriores apartados, el ruido permanece constante con este parámetro.



**Figura 3.22** Medidas con fuente de Sr-90 sobre FOC 95 por TI (los tiempos 500  $\mu$ s, 100 ms, 300 ms, 500 ms, 1 s y 2 s, se corresponden con las posiciones de 1 a 6); 1 MHz, BG (izquierda) y AG (derecha). Se observa cómo la amplitud de la medida tiene una correspondencia lineal con el TI. Asimismo, cómo en BG se produce saturación para el TI de 2 s. por su parte en AG, la amplificación de la señal conlleva que la saturación se produzca con TI más bajas, concretamente a partir del segundo.



**Figura 3.23** Medidas de ruido ( $\sigma_T$ ) con fuente sobre FOC 95 por tiempo de integración (los tiempos 500  $\mu$ s, 100 ms, 300 ms, 500 ms, 1 s y 2 s, se corresponden con las posiciones de 1 a 6); 1 MHz, BG (izquierda) y AG (derecha). Obsérvese como el ruido se amplifica en AG, en correspondencia con los límites establecidos para cada modo de funcionamiento.



**Figura 3.24** SNR en dB por TI en milisegundos. Fuente situada sobre FOC en posición 95. Conociendo el ruido constante, se observa como la SNR aumenta de forma (casi) lineal con el TI.

Se pretende conseguir una SNR alta para altas prestaciones. Además, cuando se implementan técnicas de procesamiento de señal para incrementar la resolución del sistema, se observa como la resolución conseguida resulta ser inversamente proporcional a este parámetro, es decir, a mayor SNR, se consigue una mayor precisión en la estimación posicional, lo cual es de especial importancia debido al trabajo desarrollado a partir del Capítulo 5.

### 3.4.2.8 Linealidad del detector

Cuanto mayor es el tiempo de integración, mayor es la carga depositada en el fotodiodo y mayor es el voltaje que se obtiene a su salida. En este apartado se comprueba si existe linealidad en lo referente a estos parámetros. Un menor error de linealidad supone unas mayores prestaciones del detector.

En la Figura 3.25 se muestran los resultados al colocar la fuente sobre la FOC situada en la posición 95. Se calcula el coeficiente de correlación  $r$  para los datos representados, obteniéndose un valor  $r > 0,999$  para los píxeles del 91 al 99. Por su parte, el error de linealidad obtenido se encuentra por debajo del 0,6% para los mismos píxeles. Se puede establecer este valor como cota superior del error.

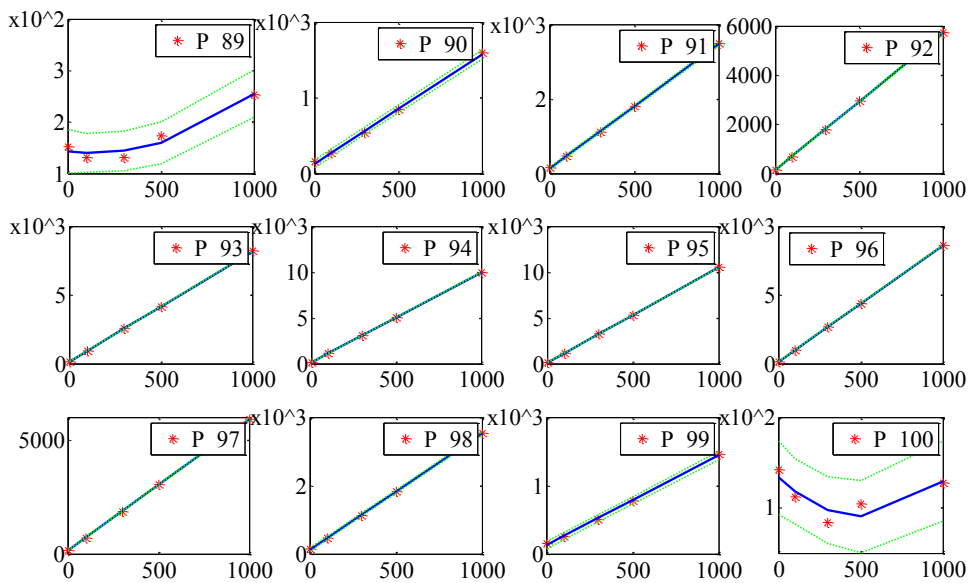
Cabe decir que en la posición 90 no se cumple la cota establecida. Esto se debe simplemente a la colimación de la fuente, que es de 2 mm. Como la FOC está situada en las afueras de la zona de influencia, inciden en ella muy pocas partículas siendo la SNR menor. Lo mismo ocurre con el error de linealidad que también lo es, con un valor del orden del 1,7%.



En las posiciones 89 y 100 no hay FOC. Por este motivo, en la gráfica se observa la no linealidad en estos píxeles, resultando un coeficiente de correlación  $r$  de poca magnitud ( $<0,2$ ). Esto indica que sólo se lee ruido, como era de esperar.

### 3.4.2.9 Crosstalk

El término *crosstalk* (diafonía en castellano) tiene varias acepciones. En general, en electrónica se dice que existe *crosstalk* cuando una señal que circula por un circuito tiene influencia en otro circuito o en alguna parte del mismo, produciendo una perturbación (Kaiser, 2006). En este apartado se hace referencia al *crosstalk* como la influencia de la luz producida por las FOC, pero no a la influencia de unas señales eléctricas del circuito en otras.



**Figura 3.25** Linealidad por TI, fuente situada sobre FOC 95, BG. En el eje de abscisas de cada gráfica se representa el TI en ms, mientras que en el eje de ordenadas se tienen las cuentas de ADC. Los asteriscos en rojo indican las medidas tomadas para cada TI, mientras que las líneas en verde muestran un intervalo de confianza del 95% en el ajuste, representado con la línea azul.

En el prototipo puede producirse *crosstalk* de luz por dos situaciones:

- 1) Cuando los fotones que escapan de una FOC son conducidos por otra.
- 2) Cuando la luz dispersada a la salida de una FOC incide en el fotodiodo adyacente.

En la primera, la perturbación se debe a que las FOC tienen eficiencias de atrapamiento bajas (Saint Gobain, 2010), por lo que los fotones que escapan de una fibra pueden incidir en las adyacentes. En este caso, los fotones que conduce la fibra no son sólo los producidos por la deposición energética de las partículas, sino también los que provienen de otras fibras. Esta circunstancia puede llegar incluso a producir errores en la estimación de la posición. Teniendo en cuenta la configuración del prototipo, esta perturbación se considera despreciable. Debido a su mecanizado, las fibras están insertadas en unas ranuras de la caja de aluminio a modo de peine, por lo que esta situación es poco probable (Sección 3.2).

La segunda se debe a que, al estar las FOC encaradas con su fotodiodo correspondiente, se puede producir *crosstalk* a la salida de las mismas. Las fibras producen un cono de luz en sus extremos cuyo ángulo está relacionado con su apertura numérica (AN). En un caso ideal, el cono de luz debe incidir completamente dentro del AA del fotodiodo. Geométricamente y teniendo en cuenta la AN, la distancia fibra-fotodiodo y su AA, este *crosstalk* ha de ser despreciable. No obstante, se ha medido para comprobar su orden de magnitud. De hecho, la configuración del prototipo permite estimarlo en una de las posiciones, pues se ha colocado una sola fibra en la 32 sin fibras en las posiciones consecutivas.

Colocando la fuente sobre la FOC en la posición 32 se adquieren las señales de los píxeles 31, 32 y 33 para distintos TI. Los resultados sugieren un *crosstalk* comprendido entre el 3% y el 1% para TI entre 500  $\mu$ s y 1 s. Lógicamente, se estima el valor mayor para el menor TI, porque la SNR está por debajo de los 5 dB en este caso, cerca del nivel de ruido.

Con las medidas realizadas se pone de manifiesto el hecho de que, ciertamente, puede existir una influencia de la señal de luz entre píxeles adyacentes. Se deduce que, con alta probabilidad, su valor se encontrará próximo a los resultados expuestos para el píxel 32 en el resto de sensores. Sin embargo, es de poca magnitud y se encuentra dentro de la zona de incertidumbre de las medidas, es decir, del ruido del detector, por lo que no se tiene en consideración.

### 3.4.3 Consideraciones según aplicación

Cuando una partícula deposita energía en una FOC, los fotones producidos se dirigen hacia sus dos extremos. Teniendo en cuenta su eficiencia de atrapamiento y su AN, se estima que aproximadamente entre un 3% y un 6% (Papandreou, 2007) de la luz producida va a incidir en el fotodiodo. Si la energía de los fotones es suficiente como para excitarlo, éste proporciona una señal eléctrica a su salida que es proporcional a la energía y cantidad de fotones. Llegado un punto, la carga depositada en el fotodiodo puede ser lo suficientemente grande como para saturarlo y, en consecuencia, el fotodiodo produce la máxima señal eléctrica posible a su salida. De esta manera, pese a que los fotones continúen incidiendo y depositando su energía, la señal eléctrica no aumenta sino que permanece en su valor máximo indicando saturación, como se muestra en la Figura 3.22.

Con el diseño electrónico de *read-out* propuesto, el tiempo durante el cual los fotones están depositando carga en los fotodiodos (TI) se puede controlar bien para no producir su saturación, bien para detectar señal. Éste va a depender de la cantidad y de la energía de los fotones que inciden en el fotodiodo, pero además, de la cantidad de energía previamente absorbida por la fibra debido a la incidencia de partículas. Por su parte, la energía y el tipo de partículas que inciden en la fibra dependen de la fuente empleada en cada aplicación. Se puede deducir así que, para cada tipo de fuente que se emplee con el detector propuesto, es necesario establecer cuál es el TI de la carga atendiendo a la sensibilidad del detector para la fuente empleada, ya que este factor influye en la relación SNR.

Según las medidas realizadas, para detectar señal y no saturar el fotodiodo con la fuente de Sr-90 de 3 MBq, son necesarios TI comprendidos entre los centenares de milisegundos y un segundo. La elección de un tiempo dentro del intervalo mencionado depende de la relación SNR que se desea en la toma de medidas. Para la fuente de Sr-90 de 33 MBq se observa que, aunque el espectro de emisión es el mismo, la actividad es de unas ocho a diez veces mayor, por lo que los TI han de estar comprendidos entre los centenares de microsegundos y de milisegundos.

Respecto a la conveniencia de utilización de AG o BG cabe decir que el cálculo de pedestales y ruido realizado demuestra que el funcionamiento en AG resulta ser más ruidoso que el de BG. Por este motivo es preferible la utilización del dispositivo en BG, dejando la AG sólo para aquellas aplicaciones en la que la sensibilidad del detector no es suficiente como para detectar la señal de luz con un TI por debajo del segundo.

Por otra parte, la precisión en las medidas viene influenciada por el ruido del detector y por el número efectivo de bits. Sin embargo, existe la posibilidad de reducir estadísticamente el error de una medida y conseguir así una mayor precisión en la estimación de la posición del haz si se aumenta el tamaño muestral adquirido para cada píxel de la matriz o si se aplican técnicas de procesamiento de señal (esto se comenta con más detalle en el Capítulo 5).

Finalmente, el funcionamiento del detector en una determinada aplicación va a depender lógicamente de la propia aplicación. Éste se ha de sincronizar con el haz de forma que el instante de inicio de integración de la carga lo ha de indicar, en principio, una señal que indique el momento en el que se la fuente va a emitir las partículas.

### **3.5 Aportaciones del capítulo**

En este capítulo se ha propuesto un nuevo *read-out* para el hodoscopio de alta resolución basado en una matriz de fotodiodos de silicio con configuración en matriz. Asimismo, se ha seleccionado y descrito su electrónica asociada, la cual se controla mediante dispositivo de diseño *hardware* FPGA y que, adicionalmente, incluye una placa *mezzanine* para la digitalización de señal y un integrador de carga para el control de salida de datos.

Posteriormente se lleva a cabo la fase experimental con la que:

- Se verifica el funcionamiento del *setup* compuesto por prototipo, detector y *read-out*.
- Se ha demostrado su viabilidad a partir de las pruebas experimentales realizadas, en las que se ha evaluado su funcionamiento con fuente radiactiva.
- Se han establecido las prestaciones y características del sistema de detección con la nueva propuesta de diseño.

# Capítulo 4

## Análisis del prototipo mediante simulación Monte Carlo

---

*Una vez estudiada la propuesta de diseño de la electrónica de read-out, se decide evaluar los resultados obtenidos. Para ello, se plantea realizar simulaciones con la herramienta Geant4. En éstas se modela el prototipo, el detector y la fuente de partículas, de acuerdo con las pruebas experimentales expuestas en el anterior capítulo. Posteriormente, los resultados de simulación se comparan con los reales. Con ello se consigue disponer de información para validar el read-out desarrollado.*

*Cumplido el objetivo de validación, se ha considerado de interés hacer uso del modelo para estimar la viabilidad del prototipo en otras aplicaciones y, además, para evaluar el detector en otros posibles escenarios, como puede ser añadir planos de detección adicionales. Los resultados de estas simulaciones adicionales abren las puertas a estudios futuros de hodoscopía de alta resolución basada en FOC.*

---



## 4.1 Introducción

Para sistemas de imagen médica o nuclear, tratamiento de enfermedades con técnicas de radiación ionizante o experimentos de altas energías, disponer de simulaciones precisas del propio sistema ayuda a tener un mayor control en el proceso de diseño, a predecir resultados y a reducir posibles fuentes de error. Otra de las ventajas es conseguir una mejor comprensión del funcionamiento y de los procesos físicos involucrados en el sistema. Por este motivo, tras la propuesta del *read-out* y realización de pruebas experimentales, resulta interesante contrastar los resultados obtenidos comparándolos con simulaciones. En éstas, el sistema de detección se modela bajo condiciones lo más aproximadas posible a las descritas para el sistema real. Con ello, además de obtener las ventajas previamente expuestas, se consigue una validación de resultados y una comprensión precisa del funcionamiento del detector.

Tradicionalmente, las simulaciones de detectores de partículas se han llevado a cabo con simuladores como Gate (Jan, et al., 2004) y Penelope (Salvat, et al., 2001), aunque quizás el más conocido y utilizado sea Geant4 (Agostinelli, et al., 2003). Se trata de un simulador Monte Carlo<sup>1</sup> desarrollado en el CERN. Su finalidad es la simulación de los procesos sucedidos cuando las partículas atraviesan la materia. Sus campos principales de aplicación son los experimentos de altas energías, física nuclear y de aceleradores, así como estudios en medicina y ciencias aeroespaciales (Allison, 2006).

---

<sup>1</sup> El método de Monte Carlo permite resolver problemas matemáticos mediante la simulación de variables aleatorias. John Von Neumann y Stanislaw Ulam, en los años 40 y con los primeros ordenadores, aplican la simulación para resolver problemas complejos que no podían ser resueltos de forma analítica. Monte Carlo y su casino están relacionados con la simulación ya que la ruleta, juego estrella de los casinos, es uno de los aparatos mecánicos más sencillos que permiten obtener números aleatorios para simular variables aleatorias.

En resumen, el objetivo de este capítulo es validar los resultados experimentales por medio del trabajo de simulación realizado, tal y como se expone en la Sección 4.2. Además, se obtiene información de los procesos físicos que ocurren en el prototipo y que serían difíciles de evaluar con exactitud de otra manera.

Adicionalmente y en vistas a trabajos futuros, se plantean simulaciones del detector bajo condiciones de funcionamiento alternativas, aunque también complementarias, a los temas tratados en esta tesis. Así, por un lado, se plantea una configuración con dos planos de detección y, por otro, se obtienen resultados para una fuente de protones con diferentes energías. De esta manera, se puede predecir la viabilidad del detector en otras aplicaciones. Esto se explica con más detalle a partir de la Sección 4.3.

## **4.2 Simulaciones del prototipo con fuente de Sr-90**

Como se ha introducido, el objetivo de las simulaciones es validar y dar coherencia a los resultados obtenidos a partir de las pruebas experimentales expuestas en el Capítulo 3. Por ello, éstas se plantean reproduciendo las condiciones de medida reales, lo que conlleva un modelado del prototipo de detector y de la fuente de Sr-90 utilizada. Así, y de acuerdo con los bancos de pruebas descritos en la Sección 3.4.1, se diseñan simulaciones en las que se coloca la fuente sobre distintas posiciones:

- Fuente situada sobre la posición 32.
- Fuente situada entre la posición 32 y 60.
- Fuente situada sobre la posición 65.
- Fuente situada sobre la posición 95.

Según esta propuesta y teniendo en cuenta la geometría del prototipo, se sitúa la fuente sobre la fibra que está sola, sobre una zona del detector donde no hay fibras y, por último, sobre el punto medio de ambos bloques de diez fibras. Los resultados se comparan posteriormente con los obtenidos en las pruebas de funcionamiento.

Asimismo y de forma adicional, estas simulaciones van a permitir valorar los procesos de deposición energética de determinadas partículas al atravesar las FOC y, con ello, estimar su producción de fotones así como la energía de los mismos. De esta forma se puede comprobar qué parte del espectro de emisión coincide con el de detección.



### 4.2.1 Modelado del prototipo

Las simulaciones se han realizado con la versión 4.9.3 de Geant4 y se han implementado en un SGI Altix 3700 con procesador 108 CPU Intel Titanium2 y sistema operativo SUSE Linux Enterprise Server 11. Para llevar a cabo cada grupo se han requerido alrededor de dos días para guardar información suficiente de los eventos ocurridos y conseguir así la cantidad de datos necesarios para obtener las estimaciones estadísticas que se muestran en el apartado de resultados. En los siguientes párrafos se describen las características descritas para la programación de las simulaciones, exponiendo las particularidades del proceso de diseño de los distintos componentes que conforman el sistema.

- *FOC Kuraray SCSF-38*: se han modelado a partir de la información proporcionada por Kuraray (Kuraray, 2008). Se ha descrito su espectro de emisión, materiales de construcción y demás parámetros necesarios para desarrollar la simulación en lo referente a los procesos físicos involucrados en su funcionamiento, como son su emisión de luz o absorción de energía. Estas propiedades se resumen en la Tabla 2.1.
- *Prototipo*: su geometría y materiales se modelan tal y como se expuso en la Sección 3.2, incluyendo la caja de aluminio en la que se ubican las FOC. En ella se han practicado unas ranuras de 0,5 mm de grosor y misma profundidad a lo largo de la anchura de la caja, siendo éste el lugar donde están colocadas las fibras. Descrita la geometría de las FOC, éstas se ubican en las mismas posiciones y a la misma distancia que en el prototipo de detector real.
- *Detector, matriz de fotodiodos*: La función de los fotodiodos es proporcionar una señal eléctrica que será de mayor o menor amplitud en función de la cantidad de fotones incidentes. Precisamente, los resultados que se presentan en este capítulo estiman la cantidad de fotones que alcanzan uno de los extremos de la fibra cuando una partícula que la atraviesa deposita suficiente energía en ella. Así, tras el modelado de la caja de aluminio y de las fibras, se simulan contadores de fotones que cumplen la función de los fotodiodos de la matriz en la propia simulación. Éstos se sitúan de acuerdo con la geometría mostrada en la Figura 4.1. En adelante, cuando se habla de contador de fotones, se hace referencia al fotodiodo simulado.

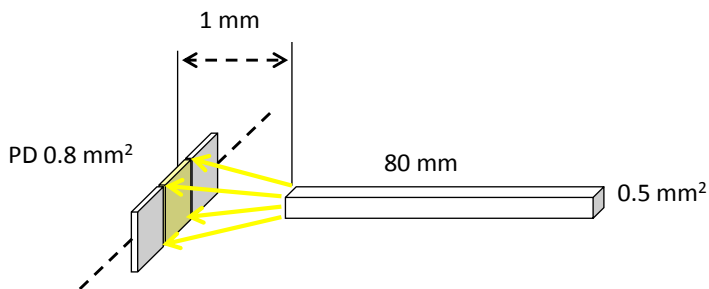
Como información adicional apuntar que en el código Monte Carlo se han utilizado las siguientes clases C++ para la producción y transporte de los fotones producidos por las FOC: *G4Cerenkov*, *G4Scintillation*, *G4OpAbsortion*, *G4OpRayleigh*, *G4OpBoundaryProcess*.

Por último, los procesos físicos involucrados en la producción y en el transporte de fotones cuando las partículas inciden y depositan energía en las fibras u otras partes del detector son:

- El efecto fotoeléctrico.
- La dispersión Compton.
- La producción de pares.
- La dispersión Rayleigh.

#### 4.2.2 Modelado de la fuente de Sr-90

Las fuentes utilizadas para las pruebas experimentales son ambas de Sr-90. Aunque su actividad es distinta, el espectro de emisión es el mismo, ya que se trata del mismo isótopo. Por eso, se toma la decisión de estimar los fotones producidos por cada 10.000 partículas emitidas por la fuente. De esta manera sólo se tiene en cuenta el espectro de energías de los fotones producidos y se pueden comparar los resultados de las simulaciones con los obtenidos para ambas fuentes reales.



**Figura 4.1** Detalle del modelado de FOC y fotodetector. La geometría descrita se corresponde con la del detector real. La fibra se coloca a 1 mm del fotodetector siguiendo la geometría del sistema real. La simulación del fotodiodo se realiza modelando un contador de fotones, también con las mismas características geométricas que el fotodetector real. Éste se encarga de contar los fotones incidentes que alcanzan un lado de la fibra.

Para muestrear la energía de los electrones de simulación se utiliza el espectro de emisión del mencionado isótopo. En lo que respecta al modelado de la fuente, ésta se describe con las mismas características geométricas que la fuente experimental (33 MBq, Sr-90, Nr. 8921-1090), es decir, con una colimación de 2 mm de diámetro, una base del cono de 9 mm y una separación del AA de 7 mm.

En lo referente a los modelos físicos que experimentan los electrones generados, son aquellos implementados en las siguientes clases C++ de Geant4: *G4eMultipleScattering*, *G4LivermoreIonisationModel* y *G4LivermoreBremsstrahlungModel*.

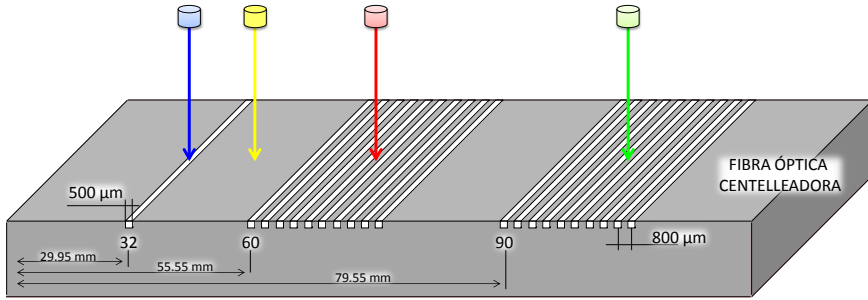
### 4.2.3 Resultados

En la Figura 4.2 se muestran las posiciones donde se ha situado la fuente sobre el detector, mientras que en la Figura 4.3 se recogen los resultados obtenidos. El código de colores empleado en ambas figuras se corresponde con el lugar donde se ha situado la fuente. El número de fotones totales representado es la cantidad de éstos que llegan a uno de los extremos de la FOC e inciden en el fotodetector, ya que en la estimación se ha tenido en cuenta las pérdidas debidas a la eficiencia de atrapamiento y la AN de la FOC (Kuraray, 2008).

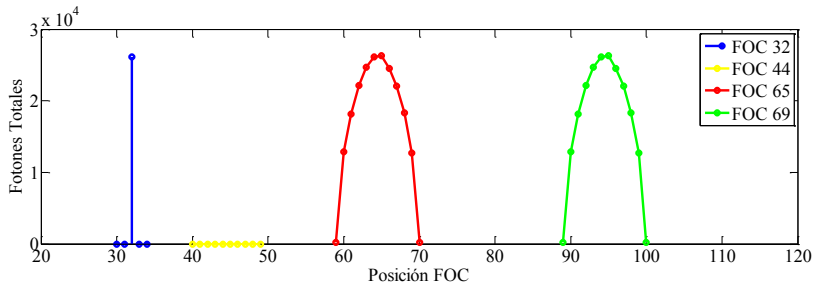
Además del número total de fotones por contador, los resultados en la Figura 4.4 muestran el número total producido por cada fibra según su energía, representada como la longitud de onda  $\lambda$  en nanómetros.

La amplitud de la señal eléctrica que produce el fotodetector en respuesta a la incidencia de luz depende del número de fotones y de su energía. En un caso ideal, el pico de emisión de la FOC ha de coincidir con el pico de fotosensibilidad del detector para conseguir la mayor eficiencia de detección posible. Observando los resultados de simulación y teniendo en cuenta la QE de los fotodiodos de silicio reales para el pico de emisión de la FOC, se tiene que ésta es aproximadamente del 85% en el punto de funcionamiento. Esta eficiencia es muy favorable en relación a la de los valores típicos de los fotodetectores comerciales existentes.

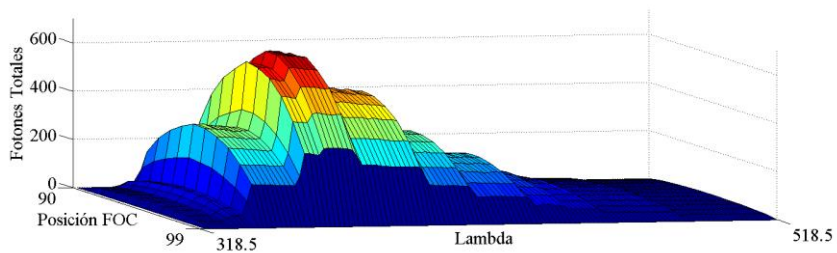
Según estas consideraciones y de acuerdo con los resultados, se puede deducir que los fotones producidos pueden ser detectados por la matriz de fotodiodos con TI que oscilan entre los centenares de microsegundos y de milisegundos, de acuerdo con la SNR de salida que se considere conveniente.



**Figura 4.2** Posiciones en las que se coloca la fuente de electrones sobre el detector en las simulaciones con electrones; concretamente sobre las FOC en las posiciones 32, 44, 65 y 95.



**Figura 4.3** Resultados de las Simulaciones con Sr-90. Se observa el número total de fotones producidos por las PSF al colocar la fuente de electrones sobre las fibras de las posiciones mostradas en la leyenda. El código de colores se corresponde con el de la Figura 4.2.



**Figura 4.4** Resultados de las Simulaciones con Sr-90 con fuente situada sobre FOC en posición 95. En la figura se muestra la cantidad de fotones que inciden en los detectores del 90 al 99, así como su energía representada como la longitud de onda  $\lambda$  ( $\lambda$ ) en nanómetros.

#### 4.2.4 Validación de resultados

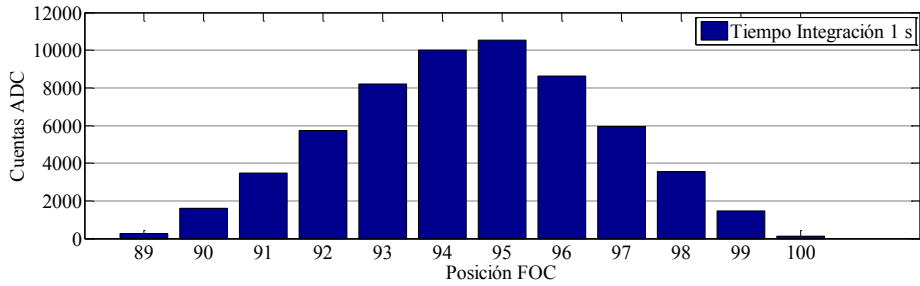
Una vez expuestos tanto los resultados obtenidos a partir de pruebas con fuente radiactiva como los alcanzados en las simulaciones, se procede a contrastarlos con la finalidad de verificar las motivaciones planteadas y realizar la validación de los mismos.

Para poder llevar a cabo la comparación, se toma la decisión de estandarizar los resultados de ambas pruebas. Se propone establecer una relación entre el número de partículas que han incidido en cada FOC y la correspondiente cantidad de fotones generados por ésta que llegan al fotodiodo (caso real) o al contador (caso simulado), que está situado en uno de sus extremos.

La producción de fotones por parte de la FOC depende de la energía depositada en ella por las partículas, sean del tipo que sean, estimándose una producción de 8.000 fotones por MeV absorbido. En este caso, tanto la energía de las partículas empleadas para las simulaciones como las de la fuente real tienen el mismo espectro de emisión (Sr-90). Por este motivo y dada la equivalencia energética, en este apartado se establece una relación entre la producción de fotones (nº de fotones que alcanzan el detector) en función de la cantidad de partículas incidentes (electrones). Se propone realizar la mencionada estandarización constituyendo esta relación, la cual se denomina en adelante relación electrón-fotón (*REF*). Ésta va a permitir cotejar los resultados experimentales ante los simulados.

La relación real  $REF_{(R)}$  se ha estimado a partir de los datos adquiridos con fuente radiactiva al colocar la fuente de partículas sobre la FOC que está situada en la posición 95 (Figura 4.5). Por su parte, la simulada  $REF_{(S)}$  se obtiene a partir de los datos expuestos en la Figura 4.3 y Figura 4.4 cuando la fuente se sitúa en la misma posición sobre el prototipo.

Inicialmente se estima el primer componente de la relación para el caso real y simulado. Entiéndase como la estimación del número de electrones que incide en cada FOC de la zona de influencia (o ROI). Para ello, primero es necesario determinar cuál es la cantidad de partículas que interaccionan con esta región durante un tiempo determinado. Concretamente, la estimación se ha llevado a cabo calculando la proporción de partículas incidentes con respecto al total de las emitidas por la fuente en un tiempo de un segundo, tal y como se detalla en los siguientes párrafos.



**Figura 4.5** Cuentas de ADC obtenidas en la ROI para TI de 1 s al digitalizar la señal proporcionada por la matriz de fotodiodos cuando la fuente de partículas se ha situado sobre la FOC en la posición 95. Los datos representados son los utilizados para contrastar las simulaciones con las pruebas experimentales.

Primero se estudia el caso real. Como es sabido, la fuente emite en un ángulo sólido  $\Omega_{ESFERA} = 4\pi$  sr. Por un lado, se conoce la actividad de la fuente en el momento de la toma de medidas  $A_{Sr-90} \sim 21$  MBq (Sección 3.4.2), con lo que se deduce el número de partículas emitidas por segundo en todas direcciones. Por otro, el tamaño de la ROI también es conocido. Si se calcula el ángulo sólido del cono cuya base se corresponde con el área ocupada por la ROI ( $\Omega_{ROI}$ ), se puede estimar la proporción de actividad que influye en esta superficie. Esta proporción se corresponde con el número de partículas que inciden en ella en un tiempo de un segundo (Figura 4.6, izquierda).

A continuación se muestran las ecuaciones empleadas para el cálculo de ángulo sólido y número de partículas incidentes en la ROI. A partir de ellas se estima una actividad en la zona de influencia que resulta ser  $A_{ROI} \sim 2$  MBq.

$$\Omega = \iint_0^{\theta} \sin \theta \, d\theta \quad (4.1)$$

$$A_{ROI} = A_{Sr-90} \left( \frac{\Omega_{ROI}}{\Omega_{ESFERA}} \right) \quad (4.2)$$

Geométricamente es posible calcular el área ocupada por cada una de las FOC dentro de la zona de influencia. Así, a partir la cantidad de electrones que interactúan con los distintos elementos que componen su superficie ( $A_{ROI}$ ), se puede realizar finalmente la estimación del número de partículas incidentes por segundo

en cada fibra. Se muestran los parámetros en la Figura 4.6 (derecha), mientras que las ecuaciones para la realización de los cálculos son las siguientes:

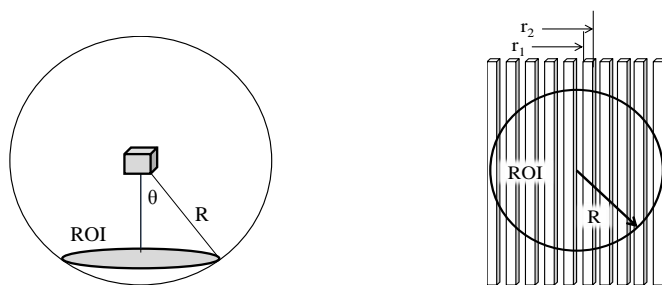
$$S_{ROI} = \pi R^2 \quad (4.3)$$

$$S_{FIBRA i} = 2 \int_{r_1}^{r_2} \sqrt{R^2 - r^2} dr = 2 \left[ \left(\frac{r}{2}\right) \sqrt{R^2 - r^2} + \left(\frac{R^2}{2}\right) \arcsen \left(\frac{r}{R}\right) \right]_{r_1}^{r_2} \quad (4.4)$$

$$A_{FIBRA i} = A_{ROI} \left( \frac{S_{FIBRA i}}{S_{ROI}} \right) \quad (4.5)$$

Por su parte, para el caso simulado la estimación se realiza sabiendo que la fuente emite 10.000 partículas. Para estimar qué proporción de ellas incide en cada fibra se hace uso de las ecuaciones (4.3), (4.4) y (4.5). Con esto se consigue el primero de los parámetros de la *REF* para ambos casos.

Como se ha expuesto, el segundo parámetro de esta relación es la cantidad de fotones que alcanzan el extremo de la FOC. En el caso simulado el dato se obtiene a partir de los resultados de las propias simulaciones (Figura 4.3). Así, la estimación de la  $REF_{(S)}$  se realiza directamente extrapolando los fotones totales obtenidos a partir de 10.000 partículas emitidas por la fuente, a los que se obtienen proporcionalmente si se tiene en cuenta el número de partículas que de hecho inciden en la ROI en un segundo ( $A_{ROI}$ ). Por el contrario, el cálculo de la  $REF_{(R)}$  no es directo, siendo necesario estimar el número de fotones incidentes para el caso real como se expone a continuación.



**Figura 4.6** En la figura izquierda se muestra el ángulo sólido del cono que influye en la ROI, necesario para la estimación del porcentaje de actividad de la fuente que influye en esta. A la derecha se muestra el área ocupada por cada fibra dentro la ROI y con la que finalmente se puede estimar el número de partículas incidentes en cada FOC concreta por segundo.

Cuando los fotones alcanzan el fotodiodo, los electrones se excitan y desplazan en presencia de campo externo obteniéndose una corriente eléctrica. El número de fotoelectrones generados por el fotodiodo depende directamente de la eficiencia cuántica del detector. Por tanto, a partir de este número, es posible saber la cantidad de fotones que han incidido en él. En resumen, como se conocen los distintos parámetros que caracterizan el funcionamiento tanto de la matriz de fotodiodos, como de la electrónica de *read-out* (ej. resolución, capacidad o QE), se puede efectuar una estimación de la cantidad de fotones incidentes a partir de la señal eléctrica de salida producida por el fotodiodo.

Este proceso pasa por la estimación de la carga  $Q$  integrada en cada fotodiodo, que se lleva a cabo a partir de los datos recogidos en la Figura 4.5. En concreto, se hace uso de los voltajes adquiridos para  $T=1$  s ya que precisamente en este apartado, se ha determinado la actividad en cada fibra con respecto a este tiempo. De este modo se consiguen simplificar las operaciones a desarrollar.

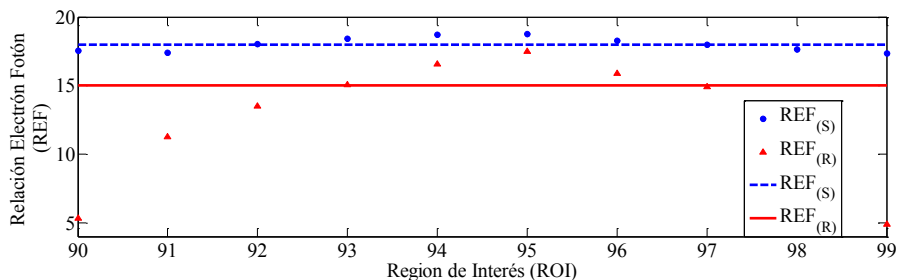
A continuación, como la carga  $Q$  se corresponde con una determinada cantidad de fotoelectrones y la carga de un electrón es conocida, es posible determinar el número total de éstos. Finalmente, conocida la QE de los fotodiodos, se obtiene de forma directa el número de fotones buscados.

Se ha estimado, por un lado, la cantidad de electrones por segundo que inciden en cada FOC y, por el otro, de todos los fotones producidos por esta interacción, el número leído en cada fotodetector. Fijados los dos parámetros de la relación también para el caso real, se efectúa la estandarización de resultados propuesta mediante el cálculo de la  $REF_{(R)}$ .

En la Figura 4.7 se muestran las  $REF$  obtenidas a partir de estas estimaciones. Se deduce una  $REF_{(S)}$  aproximada de 18 fotones leídos por cada partícula  $\beta$ . Por su parte la  $REF_{(R)}$  es variable, con valores que oscilan en los píxeles centrales de la zona de medida en un intervalo comprendido entre los 12 y 18 fotones por partícula. Se advierte como la  $REF_{(S)}$  resulta ser constante en todos los píxeles de la ROI. Cabría esperar la misma constancia en los datos de la  $REF_{(R)}$  y, sin embargo, presenta una distribución que se intuye gaussiana. Este hecho se debe a que, en un caso ideal como el considerado, al confeccionar las estimaciones se ha tenido en cuenta que la fuente emite las partículas uniformemente por toda la superficie de la ROI. Este es precisamente el caso de la fuente modelada y de ahí la constancia en los resultados de la  $REF_{(S)}$  en toda la zona de influencia. Por el contrario, la fuente



real emite según una distribución de Poisson (en términos de tiempo transcurrido entre emisión de partículas), mientras que las partículas se distribuyen espacialmente según una distribución gaussiana (Evans, 1982).



**Figura 4.7** Resultados de la estimación de la relación electrón-fotón real  $REF_{(R)}$  (línea roja) frente a la simulada  $REF_{(S)}$  (línea azul) en la zona de influencia. En la figura se observa como los resultados se encuentran dentro de un mismo orden de magnitud.

La estimación de los parámetros estandarizados propuestos en este apartado ha servido para analizar y contrastar los resultados reales y simulados. El hecho de no haber valorado las distribuciones mencionadas en el desarrollo de la estimación de la relación para el caso real, explica ciertamente su menor constancia y la forma normalizada que presenta. No obstante es necesario remarcar que, pese a la falta de constancia de la  $REF_{(R)}$ , en ambos casos se obtiene que las estimaciones se encuentran dentro de un mismo orden de magnitud y con valores muy cercanos. Con esto se confirma finalmente la correspondencia entre resultados, validándose los obtenidos en las pruebas experimentales.

Por otra parte, a partir de los datos adquiridos con el diseño de *read-out* y expuestos en el capítulo anterior, se podían intuir tanto la producción de fotones por parte de la FOC como los procesos físicos ocurridos sólo a partir de la señal eléctrica de salida. El trabajo de simulación realizado y el hecho de que exista concordancia entre las estimaciones:

- 1) Permite validar los resultados experimentales.
- 2) Corroborar y demuestra la aptitud de un diseño de *read-out* basado en matriz de fotodiodos de silicio para hodoscopía de alta resolución basada en FOC.

- 3) Proporciona mayor información sobre el funcionamiento del detector y sobre sus procesos físicos.
- 4) Establece los órdenes de magnitud de estos procesos, y posibilita estimar la sensibilidad del detector o la producción de fotones de acuerdo con la energía de las partículas.

Cumplido el objetivo de validación y a la vista de los buenos resultados conseguidos, se decide evaluar el comportamiento del detector en otros escenarios. Para ello, se propone el modelado de simulaciones adicionales, cuyas motivaciones se describen con mayor detalle a partir de la siguiente sección.

### **4.3 Otros escenarios**

Teniendo en cuenta los campos de aplicación para los que la utilidad del prototipo se considera adecuada, se plantea evaluar la viabilidad del sistema propuesto para detección de protones. Con ello se consigue estimar si, efectivamente, el sistema es factible para este fin, a falta lógicamente de contrastar los resultados con pruebas experimentales. De acuerdo con lo introducido en la Sección 2.2.1, se decide orientar las simulaciones a una aplicación concreta como es la hadronterapia. Por esta razón, se diseña un primer grupo de simulaciones adicionales en las que se reproducen condiciones de esta técnica. Teniendo en cuenta que se trata de un tipo de radioterapia que requiere de alta precisión, en términos de administración de la dosis prescrita, y que hace uso de haces de partículas con secciones mili y submilimétricas, se diseña una fuente de protones con dos posibles colimaciones, de 2 mm y de 0,25 mm. Por otra parte, la energía de los protones se establece teniendo en cuenta el rango de energías típico empleado para este tipo de tratamiento con dispersión pasiva (Delaney & Hanne, 2008), (Khoroshov & Minakova, 1998). Se simulan protones con las siguientes energías: 100 MeV, 150 MeV y 200 MeV. En este diseño se sitúa la fuente de partículas sobre un bloque de diez FOC.

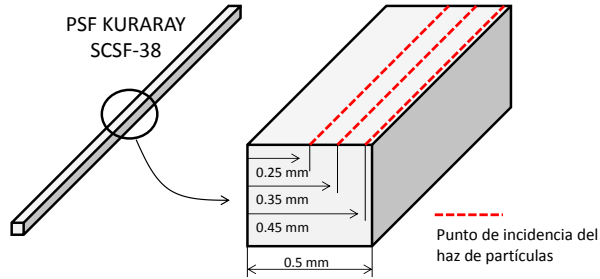
Por otra parte, como se introdujo en la Sección 2.2.1, un hodoscopio como el propuesto requiere de dos planos de fibras perpendiculares para proporcionar la estimación posicional del haz en dos coordenadas del espacio. Por este motivo, se ha creído conveniente valorar la geometría propuesta. Con ello, se consigue realizar una estimación de su viabilidad para, llegado el caso, determinar si es o no factible y bajo qué condiciones. Así, se propone un segundo grupo de simulaciones cuyo

análisis de resultados persigue comprobar en qué medida la configuración planteada influye en la producción de fotones del plano inferior tras la presumible deposición energética de las partículas en el superior al atravesarlo. Para ello, se diseña una matriz de 100x100 FOC y se evalúa la producción de fotones cuando la fuente de partículas se sitúa exactamente sobre el centro del conjunto. Se estima este parámetro para una fuente de Sr-90 con dos posibles colimaciones 2 mm y 0,25 mm y se repite la operación para una fuente de protones de distintas energías, 100 MeV, 150 MeV y 200 MeV y las mismas colimaciones.

Por último, la finalidad del sistema es proporcionar una estimación posicional de la interacción haz-detector con alta resolución. Lógicamente, la separación entre fibras delimita la resolución intrínseca del hodoscopio. Sin embargo y como se propone en este trabajo, ésta se puede incrementar mediante técnicas de procesado de señal. Esta cuestión se explica con más detalle en el Capítulo 5, donde el estudio se centra precisamente en la valoración y aplicación de estas técnicas. Con esta finalidad, se plantea un tercer grupo de simulaciones que permiten abordar si el punto de incidencia de una partícula sobre una FOC influye en su producción de luz. El motivo de su implementación encuentra respuesta en esta posible influencia para la estimación posicional. Para implementarlas, se propone situar una fuente colimada de 0,1 mm y de 80 mm de longitud sobre una sola fibra. Se valoran los resultados cuando las partículas inciden sobre las siguientes posiciones: primero, el centro de la fibra, segundo, a 0,15 mm del borde y tercero, a 0,05 mm del borde. En todas ellas se coloca la fuente a lo largo del eje longitudinal de la FOC (Figura 4.8) y se estima la cantidad de fotones producidos cuando las partículas emitidas (10.000) son electrones (Sr-90) o protones (100 MeV).

En resumen, son tres los grupos de simulaciones adicionales propuestas:

- 1) *Simulaciones con protones*: se realiza la evaluación de la viabilidad del sistema de detección propuesto para aplicación con protones.
- 2) *Simulaciones con dos planos de fibras*: se evalúa la viabilidad de un sistema de posicionamiento basado en configuración de matriz de fibras.
- 3) *Simulaciones para medidas de atenuación*: estimación de la producción de fotones de una sola fibra en función de la posición de interacción partícula-FOC.



**Figura 4.8** Estimación del número de fotones producido por la FOC cuando las partículas emitidas por una fuente colimada con 0,1 mm inciden en distintas posiciones de la misma a lo largo de su eje longitudinal, tal y como se indica en la figura con líneas punteadas en rojo.

### 4.3.1 Modelados adicionales

El modelado de las FOC se corresponde con el descrito para las simulaciones del detector con fuente de Sr-90. Una vez diseñadas las FOC, los modelados adicionales incluyen:

- Matriz de 100 x 100 fibras para las *Simulaciones con dos planos de fibras*.
- Fibra individual para las *Simulaciones para medidas de atenuación*.
- Bloque de 10 fibras para las *Simulaciones con protones*.

Las características, propiedades y procesos físicos involucrados en las FOC, son los descritos en la Sección 4.2.1. En cuanto a las características de las fuentes, se detallan a continuación:

- Respecto a las *Simulaciones con dos planos de fibras* con electrones, cabe resaltar que se decide diseñar las fuentes con colimaciones de 0,25 mm y 2 mm de diámetro, separadas 1 cm del plano superior de fibras. Se toma la decisión de realizar este modelado debido a que no se tienen resultados experimentales, ya que se trata de un prototipo en fase de experimentación. Para el caso de los protones se diseña con las mismas características geométricas, pero en este caso la energía de las partículas son de 100 MeV, 150 MeV y 200 MeV.
- En las *Simulaciones para medidas de atenuación* con electrones, se diseña una fuente ajustada al objetivo de las simulaciones con 0,1 mm de colimación y 80 mm de longitud. Para la fuente de protones se cumple la misma geometría, siendo la energía de las partículas de 100 MeV.

- Finalmente, se describe una fuente de protones de acuerdo con las necesidades planteadas en las *Simulaciones con protones*. Como se ha expuesto, se pretende reproducir las propiedades físicas de las partículas empleadas en tratamientos de hadronterapia y, por ello, se modelan protones con las energías y colimaciones descritas en el anterior apartado.

Para la simulación de las fuentes se han utilizado las *physics\_lists* disponibles en Geant4. Éstas incluyen:

- *G4EmLivermorePhysics* para la simulación de fotones, electrones y positrones.
- *G4HadronElasticPhysics* y *G4HadronInelasticQBBC* para los procesos elásticos e inelásticos de los protones y de otros posibles hadrones producidos en las interacciones de los protones con el medio.
- *G4IonBinaryCascadePhysics* y *G4RadioactiveDecayPhysics* para los procesos inelásticos de los iones y posibles decaimientos de partículas-iones.

## 4.3.2 Resultados

### 4.3.2.1 Simulaciones con protones

Si se comparan los resultados de estas simulaciones con los obtenidos con la fuente de electrones (Sección 4.2.3), se observa como éstas prevén un incremento significativo del número de fotones producidos por las fibras cuando son atravesados por protones. Esto se puede observar en la Figura 4.9.

La primera apreciación es que el número de fotones totales contados a la salida de las fibras es inversamente proporcional a la energía de los protones que interactúan con ellas. Por tanto, cuanto mayor es la energía de los protones, menor es la producción de fotones. Una menor producción de fotones se debe a una menor absorción de energía por parte de las FOC ante partículas de mayor energía. El resultado es esperado y está en consonancia con el enunciado de la fórmula de Bethe (Bethe, 1930). Ésta describe la pérdida de energía de una partícula cargada por unidad de longitud recorrida al atravesar la materia. La misma ecuación se puede exponer también en términos de poder de frenado de un material sobre una partícula que lo atraviesa, de forma que cuánto más grande es su energía o su velocidad, más grande es la distancia que recorre por el mismo.

La ecuación (4.6) demuestra cómo la pérdida de energía en función de la distancia depende de parámetros como la masa y la velocidad. Con ella se explica el motivo de que las fibras tengan un menor poder de frenado sobre los protones más energéticos, lo cual implica que éstos las atraviesan depositando una menor cantidad de energía disminuyendo así la producción de fotones. Este fenómeno ocurre por igual para las distintas fuentes utilizadas en las simulaciones, independientemente de cuál sea su colimación.

$$\frac{dE}{dx} = \frac{4\pi e^4 z^2 n_e}{m_e v^2} \left[ \ln \left( \frac{2m_e v^2}{I} \right) \right] = f(E) \quad (4.6)$$

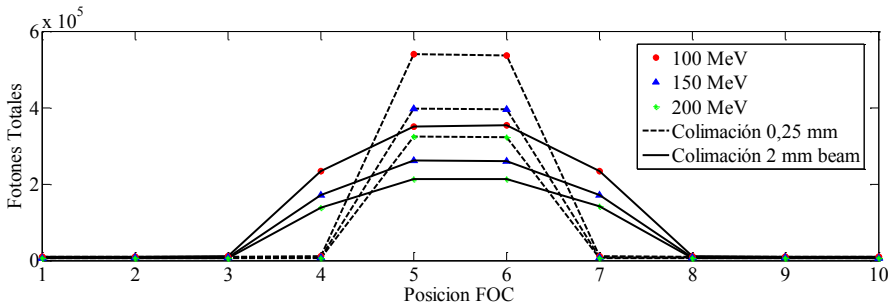
A partir de los resultados obtenidos se puede deducir que, a pesar de que los protones depositan una pequeña proporción de su energía total, depositan la suficiente como para que las fibras produzcan una cantidad de fotones detectable por la matriz de fotodiodos. Así, teniendo en cuenta el número total de fotones, se estima que las señales serían detectables con tiempos de integración desde las decenas a las centenas de microsegundos.

En la Figura 4.10 se muestra en detalle una zona ampliada de la Figura 4.9. Lo que se puede observar en ésta no era apreciable en la anterior debido al elevado número total de fotones, un orden de magnitud por encima de los mostrados en esta figura. Para el modelado de esta simulación se diseñó un bloque de diez fibras consecutivas. Se observa cómo el *crossstalk* de luz entre fibras es significativo, con valores comprendidos entre los  $5 \cdot 10^3$  y  $10^4$  fotones. Estos resultados son del mismo orden que los obtenidos para las Simulaciones con Sr-90. Se trata pues de una cantidad de fotones que al ser leídos por la matriz se entiende como señal, ya que supera considerablemente la incertidumbre debida al ruido del detector. Por este motivo se considera un efecto indeseado que puede influir en la precisión de las medidas.

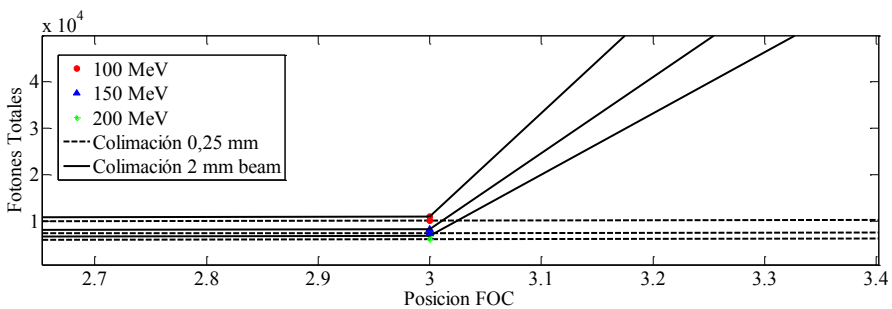
Para solventarlo existen dos posibles soluciones:

- 1) Montaje con FOC separadas. Se concluye su conveniencia con el fin de reducir la influencia de luz entre fibras adyacentes. De hecho, este es el caso de construcción del prototipo en el que las fibras están a una distancia de  $150 \mu\text{m}$ . Así, se corrobora la importancia de una configuración como la planteada.
- 2) Utilización de fibras con doble *cladding*. Cabe decir que, si bien es cierto, su uso también supone una mayor separación entre fibras. Esto se debe a que si se

quiere mantener la misma sección del *core*, la sección total de cada FOC aumenta al poner una nueva capa de material aislante. Se consigue reducir este efecto básicamente por dos motivos: el primero se debe a que al superponer un material con diferente índice de refracción los fotones atraviesan las fibras con mayor dificultad y el segundo, siguiendo el mismo razonamiento, éstos tienen menos posibilidades de escapar de las fibras, en cuyo caso la influencia de luz entre fibras consecutivas es menor.



**Figura 4.9** Resultados de las ‘simulaciones con protones’ en cuanto al número total de fotones producidos cuando se sitúan fuentes de diferentes colimaciones (0,25 mm y 2 mm) y distintas energías (100 MeV, 150 MeV y 200 MeV) sobre un bloque de 10 FOC.



**Figura 4.10** La figura muestra en detalle el número de fotones leídos en la FOC en la posición 3 al colocar una fuente de protones de distintas energías (100 MeV, 150 MeV y 200 MeV) y colimaciones (0,25 mm y 2 mm) sobre un bloque de diez fibras, que resultan ser del orden de los obtenidos para pruebas con fuente de Sr-90.

Con todo se puede concluir la aptitud de la tecnología basada en FOC para calibrado y monitorización de un haz de protones. Los resultados de simulación vaticinan su detección para energías dentro del rango planteado. Además, se confirma que la configuración propuesta es apta para la detección de haces milimétricos y submilimétricos.

#### **4.3.2.2 Simulaciones con dos planos de fibras**

Se evalúa la viabilidad de una configuración con dos planos de FOC que proporcione la información posicional en dos coordenadas del espacio. Para ello se modela una matriz de 100x100 fibras y se sitúa la fuente sobre la posición central. Cada plano está compuesto por 100 FOC paralelas y consecutivas, mientras que se posiciona un plano sobre el otro de forma que las fibras queden orientadas perpendicularmente.

En la Figura 4.11 se muestran los resultados con fuente de electrones (Sr-90).

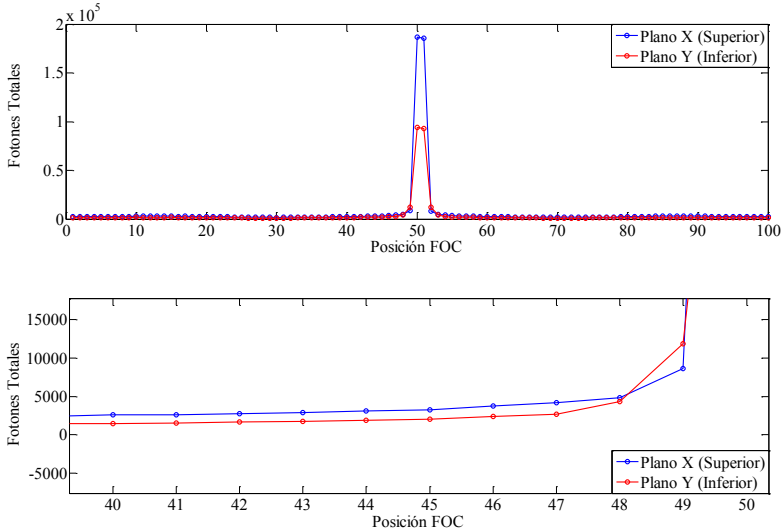
Las partículas empleadas depositan gran parte de su energía en el plano superior al atravesarlo. Así, cuando interactúan con él su energía se ve notablemente reducida y, en consecuencia, se tiene una deposición energética menor en el plano inferior. Se prevé una reducción aproximada del 45% en cuanto a la producción de fotones en el plano inferior con partículas dentro del rango de energías estudiado.

Esta reducción en la producción de fotones es significativa. De los resultados obtenidos se estima que si se integra la carga durante el mismo tiempo en ambos planos, la SNR resultante sería distinta en cada uno. Como se expone en el siguiente capítulo, la SNR influye directamente en la precisión de la estimación posicional. Por tanto, cabría considerar si es viable estimar la posición a partir de SNR distintas o si, por el contrario, es conveniente adquirir las señales de cada plano con diferentes TI, con el fin de obtener una misma magnitud de este parámetro en ambos. De cualquier modo, se trata de consideraciones que se han de realizar atendiendo a las particularidades de una aplicación concreta.

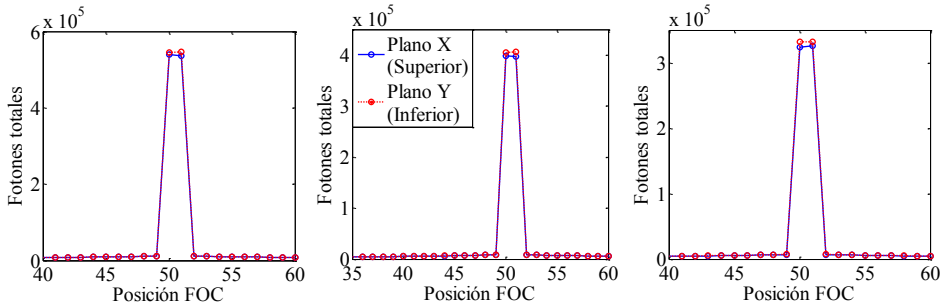
Asimismo, se comprueba la influencia de la señal de luz de una FOC en las adyacentes. Pese a que bajo las condiciones de simulación los valores estimados resultan de poca magnitud, ligeramente por encima de la sensibilidad de los fotodiodos, se corrobora su existencia y la conveniencia de configurar un sistema con fibras separadas con el fin de minimizarla. Este hecho ya se puso de manifiesto a partir de las simulaciones expuestas en el anterior apartado.



En la Figura 4.12 se muestran los resultados para la configuración propuesta pero en este caso utilizando fuentes de protones de 100 MeV, 150 MeV y 200 MeV.



**Figura 4.11** La figura indica el número de fotones leídos cuando se coloca una fuente de Sr-90 sobre la posición central de una matriz de formada por dos planos de 100 FOC paralelas colocados perpendicularmente. El plano superior está representado en azul y el inferior en rojo. Se observa la reducción en la producción de fotones del plano inferior (arriba) y el crosstalk entre fibras adyacentes (abajo)



**Figura 4.12** La figura indica el número de fotones leídos cuando se colocan sendas fuentes de protones de distintas energías (100 MeV izquierda, 150 MeV centro y 200 MeV derecha) sobre la posición central de una matriz de formada por dos planos de 100 FOC paralelas colocados perpendicularmente. Se observa cómo la producción de fotones es similar en los dos planos, aunque ligeramente inferior en el plano superior.

Lo primero que se comprueba es la correspondencia en la producción de fotones con la Figura 4.9. Además, el número total de fotones es función de la energía de las partículas y es inversamente proporcional a ella, según la ecuación (4.6).

En este caso, la configuración con dos planos de detección no afecta a la producción de fotones del plano inferior sino que, por el contrario, ésta se ve ligeramente incrementada. Por los mismos motivos expuestos en el apartado anterior para partículas de este tipo, menor energía implica mayor producción de fotones. Por ello, si se presta atención a cualquiera de los tres casos, la producción de fotones resulta ser mayor en el plano inferior que en el superior. Esto se debe a que cuando la partícula atraviesa el primer plano deposita poca energía con respecto a la total. Así, cuando llega al segundo, su energía es ligeramente menor, lo que conlleva una mayor deposición energética y, por consiguiente, una mayor cantidad de fotones producidos por la FOC. Se concluye la viabilidad de la configuración propuesta para detección de partículas cargadas con energías del orden de centenares de MeV.

### **4.3.2.3 Simulaciones para medidas de atenuación**

En la Figura 4.13 se muestran los resultados obtenidos tanto para la fuente protones 100 MeV (en rojo) como de electrones Sr-90 (en azul). En este caso la colimación de la fuente es inferior a la sección de la fibra, de 0,1 mm. Por su parte, la fuente se coloca sobre ésta en diferentes posiciones que van desde el centro de la fibra y hasta el mismo borde, a lo largo de su eje longitudinal. La finalidad es comprobar si existen diferencias en la cantidad de fotones leídos cuando el haz incide en las posiciones indicadas.

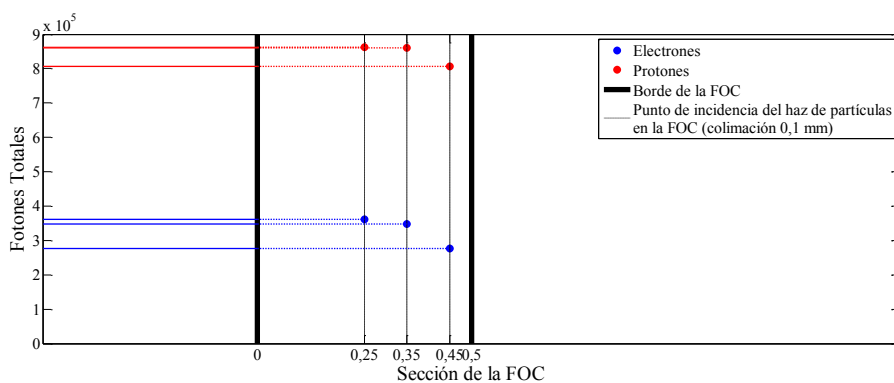
Se observa como no hay diferenciación en la producción de fotones al situar la fuente sobre el centro de la fibra y posicionarla a 0,15 mm del borde. En ambos casos la fuente está completamente situada sobre el *core*, que es donde se produce el centelleo y por donde se transporta la luz. Por esta razón no se tienen diferencias cuantitativas significativas, produciéndose una reducción en el número total de fotones de un 0,3% en el caso de los protones (casi despreciable) y menor que un 3% en el caso de los electrones.

Cuando la fuente está situada justo sobre el borde de la FOC, a 0,05 mm del extremo, las partículas inciden en el *cladding* donde en principio no se produce centelleo, pero también en el *core*. Geométricamente y según el modelado de la simulación, se estima que el 85% de las partículas emitidas por la fuente inciden en

el *core*. Por tanto, cabría esperar una producción de fotones cercana a los valores obtenidos con la fuente situada sobre el centro de la FOC, aunque con una disminución del orden del 15%. Analizando los resultados se tiene que con los protones la disminución es incluso menor que la esperada, del orden del 7%, no siendo este el caso de los electrones, con una reducción en el número total de fotones del 23%.

De estas simulaciones se deduce el hecho de que, cuando las partículas inciden en el *cladding*, la eficiencia de centelleo disminuye considerablemente, siendo más significativa para el caso de partículas menos energéticas. Ahora bien, la no producción de fotones en el *cladding* es sabida de antemano y no influye en la resolución intrínseca del hodoscopio sino en la producción total de fotones.

Más significativo sería tener diferencias cuando atraviesan el propio *core* pero incidiendo en distintas posiciones de la sección de la fibra. Analizando el caso de los protones, cuando éstos inciden sobre cualquier posición sin tener en cuenta el *cladding*, el número de fotones totales producidos no se ve afectado. Por ello, dada la correspondencia entre resultados en los que se tiene una reducción insignificante de la cantidad total estimada, se desestima la posible influencia de la posición de interacción.



**Figura 4.13** La figura indica el número de fotones leídos cuando se colocan dos fuentes de partículas (protones y electrones) de colimación 0,1 mm en las posiciones mostradas sobre una FOC. Concretamente a 0,05 mm, a 0,15 mm y en el centro a 0,25 mm del borde, observándose la posible disminución en la producción a medida que la fuente se desplaza hacia éste.

Por el contrario, si se observa cierta influencia en la posición de interacción particular-*core* en el caso de los electrones. Presumiblemente, ésta tiene relación con la menor energía de las partículas, ya que por este motivo son más susceptibles de ser dispersadas cuando atraviesan la fibra. Cuando la fuente se sitúa más cercana al *cladding*, habrá una mayor parte de las dispersadas que lo alcancen y una menor producción de fotones. Aunque es cierto que el porcentaje es tan solo de un 3%, debería de ser considerada.

## 4.4 Aportaciones del capítulo

En este capítulo se ha llevado a cabo un análisis del prototipo mediante simulación Monte Carlo con la herramienta Geant4, en el que se ha modelado tanto el detector como la fuente de Sr-90 experimental. Los resultados se han comparado con los obtenidos experimentalmente, obteniéndose concordancia entre ellos. Con esto se cumple el objetivo del capítulo y se validan los resultados obtenidos, demostrando la aptitud de un *read-out* basado en matriz de fotodiodos de silicio.

En segundo lugar, se ha definido un conjunto de simulaciones para evaluar particularidades de detector en cuanto a su configuración y utilización en otras aplicaciones. Se concluye, a falta de corroborar los resultados con pruebas experimentales, lo siguiente:

- La viabilidad del detector para detección de protones y su utilización para posicionamiento y calibrado de haz de precisión para estas partículas.
- La viabilidad de una configuración formada por una matriz de fibras a modo de planos ( $x, y$ ), con la que proporcionar de información posicional en dos coordenadas del espacio. Hay que tener en cuenta la posible reducción en la producción de fotones en el plano inferior para aplicaciones con partículas cargadas de energías del orden de centenares de keV.
- La conveniencia de conformar los planos de detección bien con fibras adyacentes colocadas a cierta separación, bien con doble *cladding*.
- La estimación de la reducción de los fotones producidos por las FOC cuando las partículas inciden en el *core* y la reducción de producción estimada cuando inciden en el *cladding*.

# Capítulo 5

## Procesado de señal para la estimación del centroide de posición unidimensional

---

*En los capítulos anteriores se ha demostrado la viabilidad del read-out basado en matriz de fotodiodos para el prototipo de hodoscopio. La aptitud del sistema ha quedado justificada a partir de los resultados de pruebas experimentales, dentro de las cuales se recoge el montaje y comprobación de su funcionamiento con fuente radiactiva, pero también mediante la validación de resultados tras cotejarlos con las simulaciones del detector.*

*Cumplido este objetivo, en adelante el trabajo realizado persigue conseguir una mayor resolución espacial para el sistema de detección. Para ello, primero es necesario realizar un análisis de las características intrínsecas del prototipo. Definidas las limitaciones del dispositivo y las inherentes a la toma de medidas, se proponen dos posibles soluciones para optimizar la estimación posicional, concretamente el estimador de máximo verosimilitud y el algoritmo de Levenberg-Marquardt. En este capítulo se exponen en qué consisten ambas opciones y las mejoras que con ellas se consiguen para el sistema.*

---



## 5.1 Introducción

Dentro de los campos de aplicación en los que se enmarca la presente tesis, física médica y nuclear, se llevan a cabo adquisiciones de datos para pruebas experimentales o tratamiento de enfermedades, en las que la fiabilidad de las estimaciones pasa por estudios analíticos de los resultados. Sin ir más lejos, el decaimiento radiactivo es un proceso aleatorio que está sujeto a numerosas fluctuaciones estadísticas, lo que conlleva inevitablemente incertidumbre en las medidas. En una primera aproximación para el análisis de resultados, se utilizan métodos generales para caracterización y organización de datos, como el cálculo de la media y la desviación típica (entre otros) que, en general, van a seguir un modelo estadístico. Posteriormente y a partir de los datos organizados, se persigue evaluar las mencionadas fluctuaciones. Esto se puede realizar bien estimando la precisión de una sola medida o bien a partir de un conjunto de ellas. En este último caso se mantienen las condiciones experimentales lo más constantes posible y se aproximan los datos a un modelo estadístico, que casi universalmente va a seguir una de estas tres distribuciones de probabilidad (Martin Pliego & Ruíz-Maya, 1997): binomial (Bernoulli, 1713), normal (Feller, 1957) o de Poisson (Poisson, 1837).

Centrándonos ahora en el sistema de detección bajo estudio, su función es proporcionar el parámetro posicional correspondiente al punto de máxima interacción haz-detector. A partir de las coordenadas espaciales obtenidas, se puede determinar si el punto de interacción se corresponde con el esperado. Con ello se concluye la correcta calibración de una fuente o de un *gantry* (Galonska, et al., 2008), según sea la aplicación o, por el contrario, la necesidad de su calibrado.

Para llevar a cabo este proceso de una manera fiable es necesario considerar las fuentes de incertidumbre asociadas al sistema de detección propuesto. Este proceso, además de ser ampliamente conocido y utilizado para muchos sistemas de medida, se ha introducido en parte en los anteriores capítulos. Sin embargo, se expone de manera somera en la Sección 5.2 para establecer las limitaciones del dispositivo y por su relación directa con la temática del capítulo.

Por otra parte, la finalidad del sistema de detección es facilitar la mencionada posición con alta resolución. Como se ha expuesto, las aplicaciones a las que va dirigida el sistema hacen uso de haces de partículas con secciones milimétricas y submilimétricas. La resolución del detector es también submilimétrica y viene establecida por las propiedades intrínsecas del hodoscopio. Sin embargo, en determinados casos y dadas las características de estos haces, es necesaria una mayor resolución espacial que garantice la precisión de las medidas. En concreto y teniendo en consideración las mencionadas aplicaciones (Sección 2.2) se considera conveniente proporcionar la posición de incidencia con una resolución por debajo de las doscientas micras.

Un recurso para conseguir este objetivo es aplicar técnicas avanzadas de análisis de datos que permitan realizar estas estimaciones. Por ello, en este capítulo se evalúan dos posibles soluciones para determinar el centroide unidimensional de un plano de detección como el que se tiene en el prototipo:

- 1) La primera es el método de estimación conocido como el principio o estimador de Máxima Verosimilitud (MV o EMV, (Fisher, 1912 y 1922)). Fue popularizado por Fisher (Aldrich, 1997), aunque había sido explorado anteriormente por autores como Gauss, Laplace, Euler y Thiele, entre otros. Su eficiencia en la estimación ha sido ampliamente probada en diversos estudios. Además, se emplea comúnmente en aplicaciones de física médica y nuclear (Van Audeke, et al., 2012) (Chan, 2012), aunque también en otros campos (Excoffier & Slatkin, 1995) (Wang, et al., 2012). Por este motivo se selecciona como método de análisis, ya que dadas sus características y el campo de aplicación se considera muy apropiado.
- 2) El segundo método seleccionado consiste en una regresión no lineal de ajuste por mínimos cuadrados basada en el algoritmo de Levenberg-Marquardt (ALM, (Levenberg, 1944) (Marquardt, 1963)). Fue desarrollado independientemente por Kenneth Levenberg y Donald Marquardt. Se caracteriza por su robustez, su rápida convergencia y su estabilidad. En la actualidad se trata de un método principalmente empleado para el entrenamiento de redes neuronales (Cui & Yujie, 2012) (Chan & Yan, 2012), así como en otras aplicaciones (Chen, et al., 2012) (Zhang, et al., 2013). Esta solución se plantea como una alternativa al tradicional EMV. Asimismo, la finalidad es comprobar si se pueden conseguir mayores prestaciones. Pese a que resulta ser más complejo que el primero, se



trata de un método de regresión muy potente y robusto, por lo que se lleva a cabo su estudio con el fin de evaluar su viabilidad para este sistema.

Tanto los métodos como la valoración de sus resultados se exponen con más detalle a partir de la Sección 5.3.

## **5.2 Estimación de la posición. Procedimiento de cálculo y limitaciones**

Conocer la posición exacta de incidencia sin margen de error no es factible, ya que como se ha explicado, la toma de medidas viene restringida por una serie de limitaciones debidas a las fuentes de incertidumbre. Por tanto, el sistema proporciona a su salida una *estimación* posicional. Ésta será más o menos exacta atendiendo las características intrínsecas del dispositivo y a las posibles fuentes de error. Por este motivo es imprescindible delimitar cuáles son estos parámetros para obtener la mencionada estimación junto con su error asociado.

Tras adquirir los datos digitalizados con el *read-out*, el análisis se puede llevar a cabo bien después de un solo proceso de escaneado, es decir, con una sola medida por píxel, o bien a partir de los datos adquiridos tras varios procesos de escaneado, obteniéndose un tamaño muestral  $n$  para cada píxel.

Si la estimación de la posición se realiza a partir de  $n$  muestras, los datos van a oscilar alrededor del valor más probable, el valor medio  $\mu$ . Por otra parte, la dispersión de la muestra es conocida como desviación estándar (o típica)  $\sigma$  y da una idea de cuánto fluctúa la población muestreada con respecto de  $\mu$  y determina la precisión en la medida realizada; se corresponde con el ruido del detector y fue expuesta y estimada en el Capítulo 3. Esta medida es independiente de la resolución del sistema que viene dada por la distancia entre fibras, tal y como se muestra en la Figura 5.1.

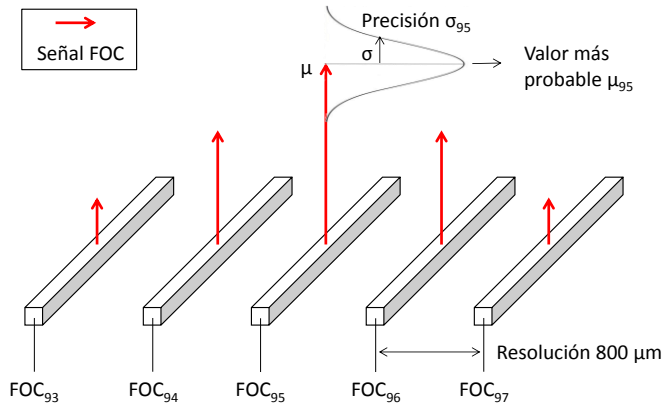
Si por el contrario se realiza un solo proceso de escaneado y no se tiene en cuenta ningún tipo de consideración estadística, la posición de máxima interacción viene dada por la posición de la FOC con mayor amplitud de señal. La incertidumbre de este resultado la establece la resolución intrínseca del prototipo. Se tiene así una incertidumbre en la medida de  $\pm 800 \mu\text{m}$ . Ahora bien, si se quiere establecer en este caso estadísticamente cuál es la precisión de la media tomada, se tiene un valor

medio que se corresponde lógicamente con el de la propia medida y cuya precisión  $\sigma$  se estima como la raíz cuadrada de dicho valor. En cualquier caso y según lo expuesto, la resolución del hodoscopio es un parámetro intrínseco e independiente de la precisión.

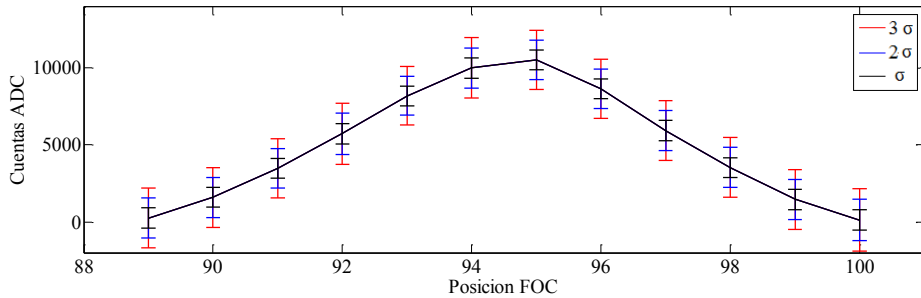
Se sabe que una desviación respecto del valor medio de  $\sigma$ ,  $2\sigma$  o  $3\sigma$  va a garantizar que aproximadamente entre un 66%, 95% y un 99% de los casos, respectivamente, van a estar incluidos dentro del margen definido por el valor medio y la dispersión considerada. Bajo determinadas circunstancias, puede suceder que el valor medio de la señal de una FOC esté comprendido dentro de la dispersión estimada para el valor medio de la señal de la fibra consecutiva, como se ve representado en la Figura 5.2. Si se observan las dispersiones de las FOC 94 y 95, en un 66% de los casos el punto de interacción máximo podría estar comprendido en algún lugar entre ambas fibras. Aunque a partir de la gráfica se puede inferir este resultado, cuya suposición se demuestra como cierta más adelante en este capítulo, en este caso se estima que la posición de interacción máxima se corresponde con la FOC número 95, ya que tiene el mayor valor medio. Por su parte, la resolución resulta ser de nuevo la intrínseca del hodoscopio, a pesar de la dispersión calculada para cada píxel.

Adicionalmente, se puede reducir estadísticamente el error sobre el valor más probable y obtener una mayor precisión en la estimación de la posición del haz. Esto se consigue aumentando el tamaño muestral adquirido para cada píxel de la matriz, ya que el error típico sobre la medida  $\delta$  sigue la relación  $\delta = \sigma/\sqrt{n}$ , según el Teorema del Limite Central (TLC) (Feller, 1945) (Miller Grintead & Snell, 1997). A partir de un ensayo realizado con fuente radiactiva, se pueden observar los valores medios calculados en cada píxel para diferentes tamaños muestrales (Figura 5.3, arriba) y sus errores típicos frente al número de muestras (Figura 5.3, abajo). Se deduce que la precisión en la medida aumenta de manera exponencial con este parámetro.

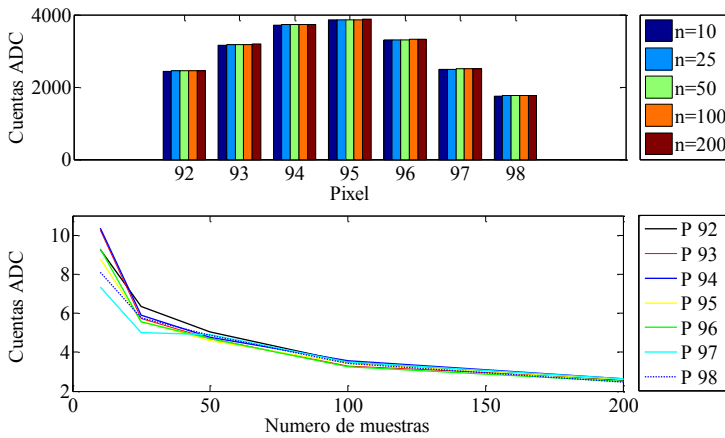
Si bien es cierto que estos conocimientos son aplicables a otros aparatos de medida, la exposición de este apartado aplicada al sistema de detección bajo estudio ayuda a tener en consideración las limitaciones del sistema. Ahora bien, al contrario de lo inicialmente concluido, la precisión sí puede influir en la resolución del hodoscopio si se aplican técnicas de procesado de señal para incrementarla. Por ello, una vez introducidas las condiciones de toma de datos se proponen dos posibles métodos para cumplir este objetivo y que se detallan a lo largo del resto del capítulo.



**Figura 5.1** En la figura se representa esquemáticamente la distribución espacial de las FOC en el detector. La resolución del sistema viene dada por la distancia entre fibras. Por otra parte, cuando se adquiere una serie de medidas para cada fibra, el valor más probable en cada una es el valor medio representado con flechas en rojo. La precisión en la medida o ruido del detector depende de la dispersión de la muestra, siendo independiente de la resolución del sistema.



**Figura 5.2** En la figura se recogen los valores medios estimados en una toma de medidas con fuente radiactiva para un tamaño muestral  $n=100$  muestras, así como la dispersión de los datos  $\sigma$ ,  $2\sigma$  y  $3\sigma$  en cada FOC.



**Figura 5.3** En la figura se representa el valor medio del voltaje (en cuentas de ADC) adquirido en diferentes píxeles de la zona de medida para distintos tamaños muestrales (arriba) y el error en la medida del mencionado valor medio frente al tamaño muestral (abajo). Obsérvese la constancia de las medidas con el tamaño muestral y cómo el error típico disminuye exponencialmente su aumento.

### 5.3 Estimación del centroide unidimensional por el Principio de Máxima Verosimilitud

A partir de una serie de muestras adquiridas para cada píxel, se quiere optimizar el proceso de estimación del punto de máxima interacción haz-detector para conseguir el menor error, lo que significa lograr la mayor resolución posible para el hodoscopio. Para llevar a cabo una estimación eficiente, el estimador posicional óptimo se ha de corresponder con aquel que minimice la varianza entre éste y el valor verdadero o exacto. Existe una cota inferior para esta estimación<sup>1</sup>, aunque no siempre es alcanzable (Kay, 1993). Este proceso requiere, por una parte, hallar el mejor estimador, que será el punto de incidencia máximo y por otra, determinar su incertidumbre, que será la resolución del hodoscopio.

<sup>1</sup> Cota de Crámer-Rao (CRB) expresa una cota inferior para la varianza de un estimador insesgado.

Se han desarrollado numerosos métodos para obtener el mejor estimador, desde el método de estimación por mínimos cuadrados (ordinario y general, MCO y MCG) (Gauss, 1809), el de los momentos (Denia & Mauleón, 1995) (Hansen, 1982) (Hansen, 1985), o el EMV. El primero está ligado a diversos conceptos estadísticos, siendo el más conocido la regresión lineal. Su principal ventaja es que no es necesario ajustar los parámetros a un modelo. Sin embargo, no es del todo adecuado para testear hipótesis o establecer intervalos de confianza. Para estimación de parámetros de distribuciones de probabilidad se usan los dos restantes. El primero es un método muy conocido, aunque está demostrado que puede llegar a presentar inconvenientes tales como que la estimación obtenida esté fuera del espacio paramétrico. Por su parte, el método más aceptado y utilizado con estos propósitos es el EMV (Excoffier & Slatkin, 1995) (Wang, et al., 2012), ya que presenta ciertas propiedades óptimas que no presentan, al menos en su totalidad, los otros métodos (Greene, 2010):

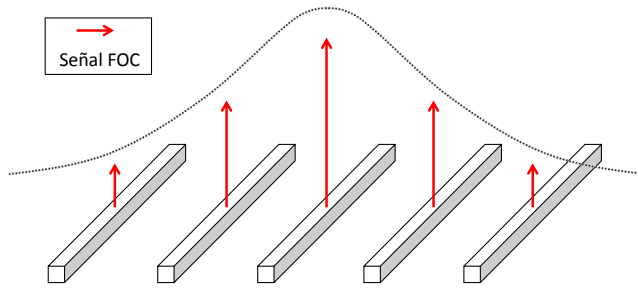
- *Suficiencia*, ya que se tiene información completa sobre el parámetro de interés en el EMV.
- *Consistencia*, de forma que a medida que el tamaño poblacional crece, el valor del estimador tiende asintóticamente al valor del parámetro.
- *Eficiencia*, ya que se logra asintóticamente el valor mínimo de varianza con el estimador.
- *Invarianza*, ya que el estimador de la función llega a coincidir con la función del estimador del parámetro. En otras palabras, se obtiene el mismo EMV independientemente de los parámetros utilizados.

Se trata de un método que estima los parámetros de un modelo estadístico que ha de ser previamente definido. Por tanto, lo primero es determinar para el caso de estudio de cuál se trata.

Según lo expuesto en la Sección 4.4.1, se sabe que la emisión de partículas sigue una distribución de Poisson, pero la distribución espacial de éstas al incidir en la zona de influencia es gaussiana. Adicionalmente, si se analiza la Figura 5.2 o la Figura 5.4, se puede intuir el modelo establecido.

La función de distribución modelo a la que se ajustan los datos es pues:

$$y = f(x | \beta) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (5.1)$$



**Figura 5.4.** En la figura se puede observar como las señales se ajustan un modelo de distribución gaussiano.

En el caso de estudio, tras la toma de medidas se tienen una serie de valores recogidos en los vectores  $\mathbf{x}$  e  $\mathbf{y}$ , donde  $\mathbf{x}$  se corresponde con los píxeles de la matriz de fotodiodos, siendo un vector con un rango de valores discretos comprendido en el intervalo [1-128]. Por su parte,  $\mathbf{y}$  es un vector de valores continuos que recoge cada una de las amplitudes de la señal medida en cada píxel. Lógicamente la longitud del vector  $\mathbf{y}$  ha de ser como máximo 128, en relación directa con la longitud de  $\mathbf{x}$ , que delimita el tamaño de la zona de medida.

Establecido el modelo, en el siguiente apartado se describe en qué consiste el método de estimación y cómo queda adaptado al propio prototipo.

### 5.3.1 Estimador de Máxima Verosimilitud

Si se tiene una muestra de  $n$  observaciones independientes  $\mathbf{x} = x_1, x_2, \dots, x_n$  de una función de distribución  $\mathbf{y} = f(x | \beta)$ , donde  $\beta$  es el parámetro a estimar, se denomina  $L$  a la función de verosimilitud<sup>2</sup>, siendo ésta el productorio de cada una de las funciones  $y_i = f(x_i | \beta)$ ,

$$L = f(x_1 | \beta) f(x_2 | \beta) \dots f(x_n | \beta) = \prod_{i=1}^n f(x_i | \beta) \quad (5.2)$$

<sup>2</sup>  $L$  = función de verosimilitud; de la sigla en inglés Likelihood.

En la práctica resulta conveniente trabajar con la función logarítmica de  $L$ , que para la gaussiana quedaría de la siguiente manera,

$$L^* = \ln L = -\frac{n}{2} \ln(2\pi\sigma^2) - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \frac{(x_i - \mu)^2}{2\sigma^2} \quad (5.3)$$

El parámetro  $\beta$  ha de maximizar la función de verosimilitud  $L$ . La maximización se puede obtener a partir de la derivada de la función logarítmica  $L^*$  igualándola a cero y optimizando cada uno de los parámetros de  $\beta$ . Para la gaussiana éstos son  $\mu$  y  $\sigma^2$ ,

$$\frac{d(\ln L)}{d\beta} = 0 \quad (5.4)$$

Derivando (5.3) con respecto de  $\mu$  e igualando a cero se obtiene el estimador  $\hat{\mu}$ , que es el punto medio de la gaussiana y el que indica el punto de máxima interacción. Éste resulta ser el propio valor medio  $\bar{x}$ . La incertidumbre de este estimador viene definida por el TLC con  $\sigma(\bar{x}) = \sigma/\sqrt{n}$ , que como se introdujo en la Sección 5.2, es el error típico sobre la media.

Derivando de nuevo (5.3) respecto de  $\sigma^2$  se deduce que el estimador  $\hat{\sigma}^2$  es la propia varianza  $s^2$ . Para valores finitos de  $n$ , la varianza resulta ser el estimador desplazado. La influencia del tamaño de la muestra lleva a concluir la conveniencia de multiplicarlo por el factor  $n/(n-1)$  para obtener uno mejor. De esta forma se obtiene la fórmula recomendada para el cálculo de la varianza (5.5), que no sirve para una sola muestra (ya que aparece una singularidad en el denominador), de donde se puede extraer finalmente la incertidumbre del estimador  $\hat{\sigma}$ :

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \mu)^2}{n-1} \quad (5.5)$$

Como se puede observar en la Figura 5.2, se tienen medidas del mismo tamaño muestral  $n$  pero con errores distintos para cada píxel. Según este método, el resul-

tado final es el propio valor medio, como se ha razonado. No tener en consideración los distintos errores para cada píxel supone una desventaja ya que, debido a que hay medidas que han resultado ser más precisas que otras, se desaprovecha una información valiosa. Así, se puede dar un peso específico a cada medida en función de su error para realizar la estimación.

Desde el punto de vista estadístico, a partir de la muestra  $\mathbf{x} = x_1, x_2, \dots, x_n$  para la que se tiene igual  $\mu$  pero distintas  $\sigma_i$ , se realizan los cálculos expuestos para (5.2) pero reemplazando  $\sigma$  por  $\sigma_i$ . Tras realizar la maximización de  $\beta$  con la ecuación (5.4), se obtienen los siguientes estimadores:

$$\hat{\mu} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i / \sigma_i^2}{\sum_{i=1}^n 1 / \sigma_i^2} \quad (5.6)$$

$$\sigma^2(\hat{\mu}) = \frac{1}{\sum_{i=1}^n 1 / \sigma_i^2} \quad (5.7)$$

Las ecuaciones (5.6) y (5.7) son generales para el modelo planteado y se han de adaptar a las características del prototipo. Finalmente se deducen las siguientes ecuaciones para la estimación del máximo:

$$\hat{\mu} = A + B \left( \frac{\sum_{i=1}^n x_i \mu_i / \sigma_i^2}{\sum_{i=1}^n \mu_i / \sigma_i^2} \right) (mm) \quad (5.8)$$

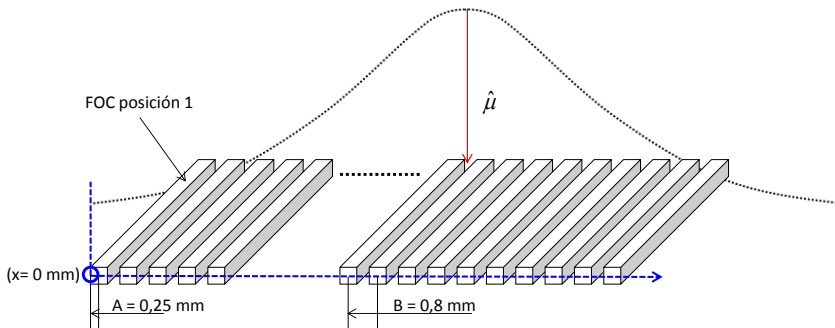
$$\sigma(\hat{\mu}) = B \left( \sum_{i=1}^n \mu_i / \sigma_i^2 \right)^{-1/2} (mm) \quad (5.9)$$

La ecuación (5.8) es el estimador buscado. Se obtiene a partir de  $n$  muestras adquiridas en cada uno de los píxeles  $x_i$  de la zona de influencia. El cálculo de la media y la desviación de las  $n$  muestras en cada píxel da como resultado  $\mu_i$  y  $\sigma_i$ . Por su parte, el error de la estimación (5.9) es la nueva resolución del hodoscopio tras el proceso de optimización. Con respecto a los valores de  $A$  y  $B$ , éstos se deducen a



partir de la geometría del dispositivo. Así,  $A=0,25$  mm, es la distancia desde la primera fibra hasta lo que se ha establecido como origen de coordenadas y se ha de sumar a la distancia final obtenida. En cuanto a  $B=0,8$  mm, ya que es la distancia entre FOC.

Hasta ahora, el punto de máxima interacción se ha proporcionado a partir de la posición de la FOC con mayor amplitud de señal. Con esta estimación la resolución se ve aumentada, por lo que no tiene sentido proporcionar el número de fibra con decimales para valores que de hecho son discretos. Se ha decidido arbitrariamente dar la posición tomando como origen de coordenadas el borde externo de la FOC colocada en la primera posición, por lo que las anteriores ecuaciones vienen dadas en milímetros. El sistema de referencia queda establecido tal y como se ha representado en la Figura 5.5.



**Figura 5.5** La figura muestra cómo el estimador  $\hat{\mu}$  puede resultar entre dos fibras y de ahí que se decida dar la distancia en mm. El origen de coordenadas del plano de detección se ha tomado en el borde externo de la FOC situada en la posición número uno, como muestra la línea discontinua vertical en azul.

### 5.3.2 Aplicación del EMV a los resultados obtenidos

Existen dos factores que van a influir directamente sobre el error en la estimación.

Como se ha expuesto, una de las propiedades óptimas del EMV es su consistencia. Por este motivo, el tamaño de la muestra con la que se realiza la estimación influye sobre su error ya que, teóricamente, éste decrece cuando  $n$  aumenta. Así, cuanto mayor es  $n$ , se obtiene una estimación más eficiente. Hay que tener en cuenta que

el error decrece asintóticamente, por lo que es necesario fijar una cota superior de resolución, o inferior del error, que pueda ser alcanzable y que sea factible, atendiendo a los resultados.

El segundo factor es la SNR. Para una determinada fuente de partículas ésta crece linealmente con el TI, pues el ruido permanece constante como se ha demostrado. El error disminuye cuando la SNR aumenta. Así, se espera que cuanto mayor sea, se obtenga una mayor resolución. Por este motivo, se comprueba la relación existente entre el resultado de la estimación, con el tamaño muestral  $n$  y con la SNR:

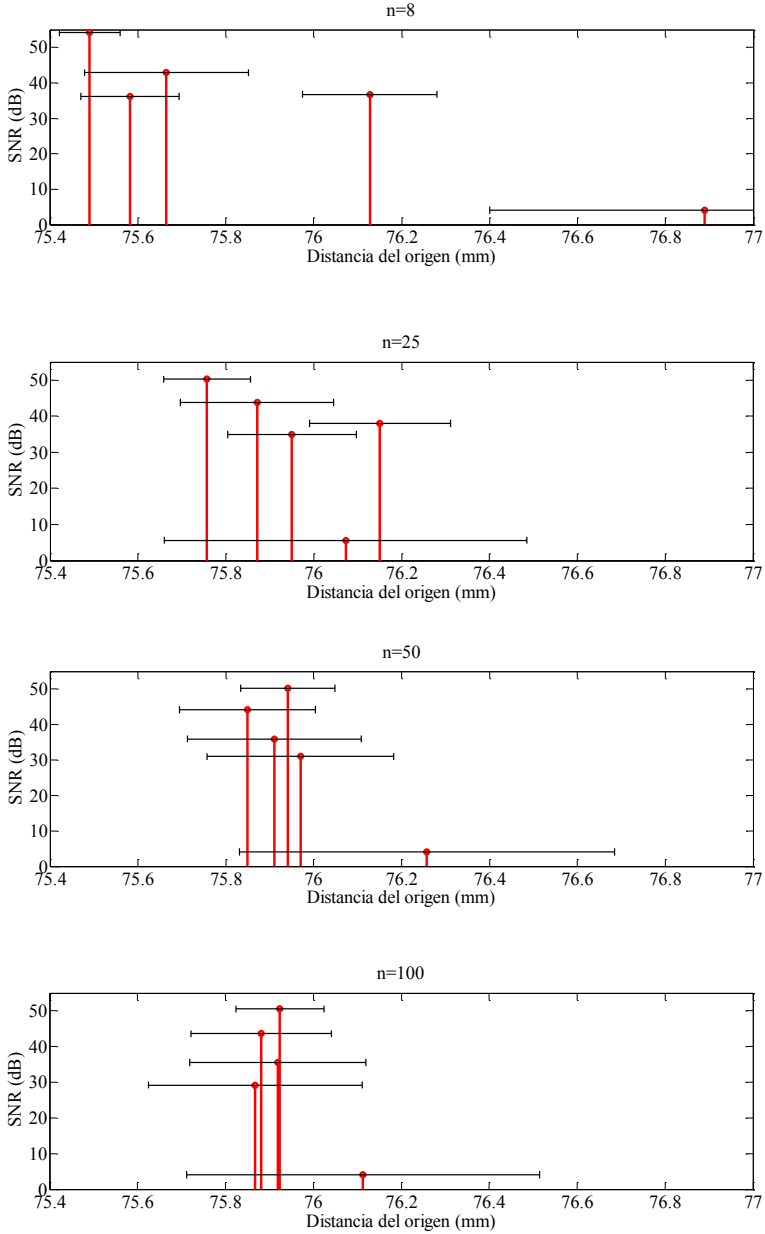
- Se decide realizar el estudio con un tamaño muestral inicial de  $n=8$  muestras, por ser el máximo que se puede adquirir en un proceso de escaneado para la frecuencia de *reloj\_master* mínima (0,5 MHz). Posteriormente, se propone incrementarlo con valores de  $n=25$ , 50 y 100 muestras.
- Por su parte, se analiza un rango de SNR comprendido entre los 10 dB y los 50 dB, aproximadamente. Se corresponde con un intervalo de tiempos de integración que va desde 1 ms hasta 1 s. Éste comienza con un valor que se encuentra por encima del ruido de detector, es decir, cuando se detecta señal por encima del umbral de ruido, hasta un valor correspondiente a una señal de salida del fotodiodo cerca de su saturación. Con ello se analiza el rango de amplitud de señal completo para la fuente experimental utilizada.

Para evaluar el grado de optimización, se hace uso de los datos adquiridos con fuente radiactiva de Sr-90. Se utiliza la herramienta Matlab<sup>3</sup> R2010b, donde se introducen los datos en bruto. Primero se realiza el cálculo de  $\mu$  y  $\sigma$  para cada píxel y, posteriormente, se lleva a cabo la estimación a partir de las ecuaciones (5.8) y (5.9).

En la Figura 5.6 se muestran los resultados tras la aplicación del EMV. Las líneas en rojo representan los puntos de máxima interacción  $\hat{\mu}$  obtenidos, mientras que las líneas en negro se corresponden con los errores de estimación  $\sigma(\hat{\mu})$  e indican la resolución espacial conseguida en milímetros.

---

<sup>3</sup> Abreviatura de MATrix LABoratory, *software* matemático que ofrece un entorno de desarrollo integrado (IDE) con un lenguaje de programación propio, lenguaje M. Web: <http://www.mathworks.es/products/matlab/>



**Figura 5.6** Estimación del punto de máxima interacción con fuente situada aproximadamente sobre FOC en la posición 95. Se evalúa el cálculo para un rango de SNR entre 10 dB y 50dB para diferentes tamaños muestrales. Se deduce cómo la estimación es fiable a partir de  $n=50$  muestras. Las líneas en rojo representan el punto de máxima interacción estimado tras aplicar el EMV, mientras que las líneas en negro indican el error en la estimación en milímetros.

Analizando el resultado para  $n=8$  muestras, se deduce que el tamaño muestral adquirido no es suficiente para desarrollar una estimación fiable. El hecho de que los puntos máximos resultantes no se encuentren en ninguno de los casos dentro del error estimado para el resto de medidas, es un indicativo de que el proceso requiere de un mayor número de muestras.

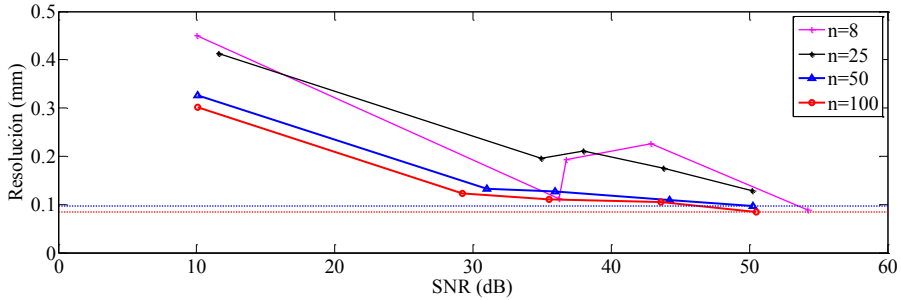
Analizando ahora el caso para  $n=25$  muestras, se deduce una mejor aproximación hacia el resultado esperado, pero todavía se pueden apreciar inconsistencias en los resultados. Así, tal y como ocurre para una  $n$  menor, los estimadores y sus errores no están comprendidos dentro de un mismo rango. Este hecho sugiere que, como consecuencia de no haber adquirido un tamaño de  $n$  adecuado, la estimación no es eficiente y no se puede validar la optimización.

El análisis de resultados realizado para  $n=8$  y  $n=25$  muestras, queda respaldado con los obtenidos para  $n=50$  y  $n=100$  muestras. En ambos casos se puede observar cómo los puntos máximos se encuentran dentro del error resultante en todo el rango de SNR. Se concluye que para el cálculo del centroide de posición unidimensional mediante la aplicación del EMV es necesario un tamaño de  $n \geq 50$  muestras.

Se han realizado las mismas pruebas para  $n>100$  muestras. De ellas se concluye que a partir de este número, los errores de la estimación no decrecen por debajo de la asíntota indicada. De hecho, se incrementa el coste computacional sin reportar beneficios en la optimización, por lo que quedan descartados.

En cuanto a las diferencias observables entre los errores de  $n=50$  y  $n=100$  muestras, son de poca magnitud. Por tanto, se concluye la necesidad de llevar a cabo la estimación con un tamaño de  $n$  comprendido en este rango y a partir del mínimo establecido en esta sección. La no linealidad en la evolución del error para tamaños de  $n$  menores corrobora este límite, como se puede observar en la misma Figura 5.7. En ella se muestra la optimización de la resolución del detector bajo las mismas condiciones de medida y cómo ésta evoluciona aumentando linealmente con la SNR. Se obtiene que el error es inversamente proporcional a este parámetro. Las líneas mostradas son asíntóticas, lo que establece la resolución máxima que se puede conseguir. Así, bajo las condiciones más favorables, la asíntota fija éste parámetro por debajo de los  $100 \mu\text{m}$ .

Tras la aplicación del EMV se concluye que la resolución del sistema se incrementa en un factor comprendido entre 2,5 a 8 veces aproximadamente, para el intervalo de SNR estudiado, por lo que queda demostrada su viabilidad para optimizar su resolución espacial.



**Figura 5.7** En la figura se resume la resolución (medida como la raíz del error cuadrático medio, RMSE) conseguida frente a la SNR, al aplicar el EMV a diferentes tamaños muestrales. Se observa como la no linealidad de  $n=10$  muestras indica que el tamaño muestral no es suficiente y cómo a partir de  $n=50$  muestras, la resolución del detector se incrementa en un factor de 2,5 a 8 veces para una SNR de 10 dB a 50 dB.

En el siguiente apartado, se expone la segunda propuesta de método de procesamiento con el fin de comparar sus resultados con los de este procedimiento, valorando cómo afectan los parámetros evaluados con la alternativa propuesta.

## 5.4 Estimación del centroide unidimensional mediante el ALM

El ALM está basado en dos métodos de minimización:

- 1) El primero es conocido como el método del descenso del gradiente (MDG) (Fletcher & Powell, 1963), un proceso iterativo que lleva a cabo la minimización siguiendo la dirección del gradiente, de forma que la suma de los errores cuadráticos se minimiza actualizando los parámetros en la dirección de la mayor reducción en los mínimos cuadrados con la función objetivo. Se trata de un método todavía muy utilizado pero que se ha demostrado ineficiente en algunos casos, principalmente por su lenta convergencia hacia el resultado final.
- 2) El segundo es el método de Gauss-Newton (MGN) (Wedderburn, 1974). Acelera notablemente la convergencia hacia la minimización con respecto al anterior usando un modelo cuadrático de aproximación a partir de segundas derivadas. Esto es ventajoso en muchos casos, pues el método puede llegar al

resultado final en muy pocas iteraciones. Por el contrario, la rápida aproximación puede resultar en divergencias del resultado óptimo.

El ALM es una combinación de ambos, de forma que recoge la ventaja de la rápida convergencia del MGN, cuando el resultado se encuentra lejos del mínimo, pero además la estabilidad del MDG cuando se encuentra cercano a él. Al igual que el EMV, se puede realizar la minimización optimizando los parámetros que se ajustan a un modelo estadístico. En el caso de estudio, éste ya ha sido definido con la ecuación (5.1). En el siguiente apartado se describe el algoritmo propuesto, cuya función objetivo a minimizar puede ajustarse a un modelo gaussiano, como es el caso.

### 5.4.1 Algoritmo de Levenberg-Marquardt

Sea  $f$  una función con  $\mathbf{y} = f(\mathbf{x}, \beta)$ , con  $\mathbf{y} \in \mathcal{R}^m$ ,  $\beta \in \mathcal{R}^n$  y con  $m > n$ . A partir de una estimación inicial con  $\beta_0$  e  $\mathbf{y}$ , es necesario encontrar el vector  $\beta^+$  que consigue una mayor reducción del error entre los datos medidos y la función  $f$ . Así, la función de minimización es  $S(\beta)$ , donde el término entre corchetes se denominan los residuales  $r$ ,

$$S(\beta) = \sum_{i=1}^m [y_i - f(x_i, \beta)]^2 = \sum_{i=1}^m r_i^2 \quad (5.10)$$

El ALM se basa en una aproximación lineal a  $f(\mathbf{x}, \beta)$ , llevada a cabo actualizando en cada iteración el parámetro  $\beta$ , con  $\beta^+ = \beta + \delta_\beta$ . Para un  $\|\delta_\beta\|$  pequeño y haciendo la aproximación con las series de Taylor (Arfken, 1985) se llega a la siguiente aproximación,

$$f(\mathbf{x}, \beta + \delta_\beta) \approx f(\mathbf{x}, \beta) + J\delta_\beta \quad (5.11)$$

Donde  $J$  es la matriz jacobiana,

$$J = \frac{\partial f(\mathbf{x}, \beta)}{\partial \beta} \quad (5.12)$$

Como los métodos de regresión no lineales, iniciando el proceso de iteración a partir de un  $\beta_0$ , se generan una serie de vectores  $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \dots$ , que convergen hasta encontrar el  $\beta^+$  que minimiza la función (5.10). Por tanto, en cada paso de la iteración se ha de obtener el  $\delta_\beta$  que cumpla con este objetivo,

$$\|y - f(x, \beta + \delta_\beta)\| \approx \|y - f(x, \beta + \delta_\beta) - J\delta_\beta\| \quad (5.13)$$

En el mínimo, el gradiente de  $S(\beta)$  con respecto de  $\delta_\beta$  será cero, resultando  $\delta_\beta$  como la solución de las ecuaciones normales (Golub & Van Loan, 1996),

$$J^T J \delta_\beta = J^T [y - f(x, \beta)] \quad (5.14)$$

La matriz  $M = J^T J$  en la parte izquierda de la ecuación (5.14) es una aproximación a la matriz de derivadas de segundo orden. Las contribuciones de Levenberg y Marquardt incluyen una variación en la ecuación anterior en la que se introduce un factor de amortiguamiento  $\lambda$  en la diagonal de  $M$ , de forma que  $M_{ii} = \lambda + [J^T J]_{ii}$ , con lo que se llega finalmente a la ecuación,

$$(J^T J + \lambda \text{diag}(J^T J)) \delta_\beta = J^T [y - f(x, \beta)] \quad (5.15)$$

La estrategia de alterar la diagonal se conoce como amortiguamiento. Al resolver la ecuación (5.15) y a partir de una estimación inicial con  $\lambda > 0$ , si el parámetro actualizado resulta en una reducción del error de  $S(\beta)$ , se acepta la actualización y se procede a la siguiente iteración, en la que se resuelve la misma ecuación con un  $\lambda$  decrementado. Por el contrario, si no se consigue una reducción del error,  $\lambda$  se incrementa y se repite el proceso hasta que se encuentra un  $\delta_\beta$  que lo reduzca. El ALM es por esto adaptativo, ya que al aumentar o disminuir el factor  $\lambda$  en función de obtener o no una minimización con la función objetivo en cada iteración, se consigue una rápida o lenta convergencia hacia el resultado final, dependiendo de lo cerca o lejos que la estimación se encuentra del resultado de la minimización.

El proceso se repite hasta que alguna de las siguientes condiciones se cumple:

- 1) La magnitud del gradiente en la parte derecha de la ecuación (5.15) cae por debajo de un umbral  $\varepsilon_1$ .
- 2) El cambio relativo en la magnitud  $\delta_\beta$  cae por debajo de un umbral  $\varepsilon_2$ .
- 3) El error  $S(\beta)$  cae por debajo de un umbral  $\varepsilon_3$ .
- 4) Se llega a un número máximo de iteraciones  $it_{max}$  definido previamente.

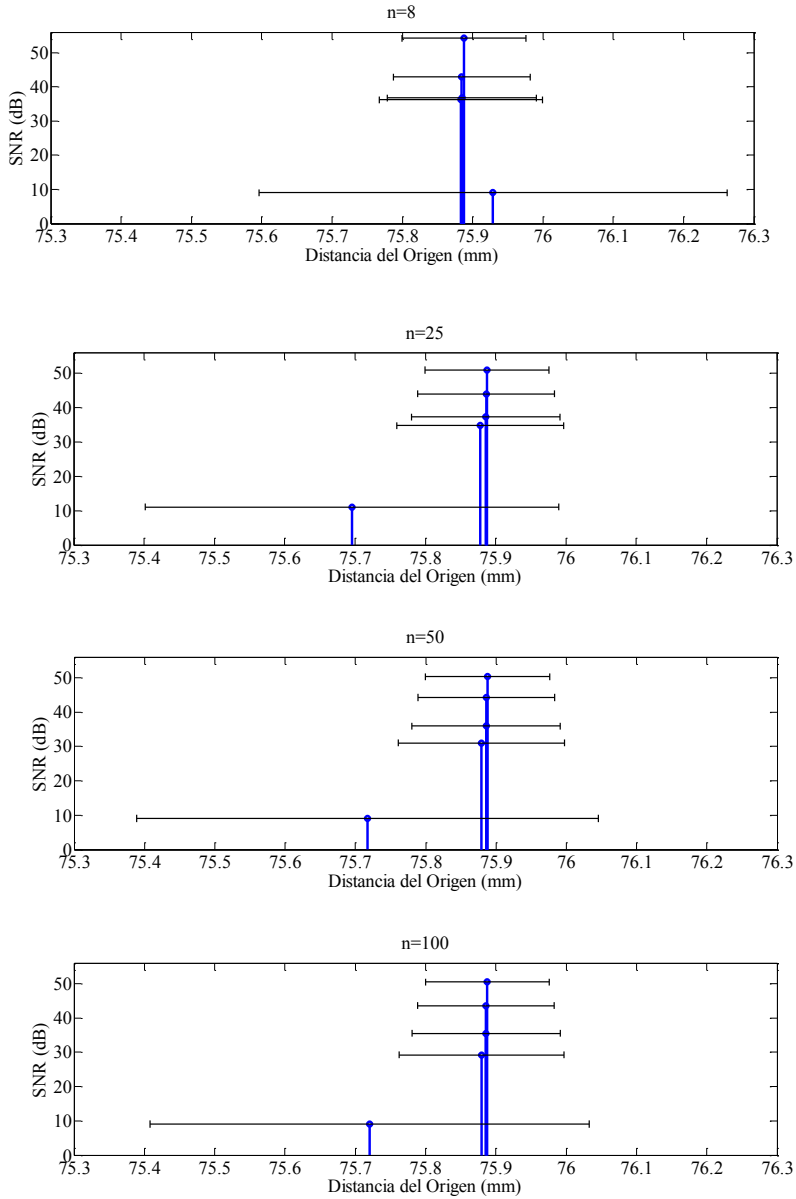
### 5.4.2 Aplicación del ALM a los resultados obtenidos

Se lleva a cabo el mismo procedimiento de análisis de resultados que en la Sección 5.3.2, aplicando el ALM a los datos adquiridos con fuente radiactiva de Sr-90. Posteriormente, se compara la minimización conseguida para ambos métodos en función de los distintos parámetros que influyen directamente en la resolución conseguida, como el tamaño muestral  $n$  con el que se realiza el ajuste o la SNR.

Para realizar la comparación fiable se decide hacer uso de los mismos datos en bruto que se han utilizado al aplicar el EMV. Éstos se introducen en el entorno de programación de Matlab para evaluar el algoritmo. El resultado es el parámetro  $\beta$  de la función  $f(\mathbf{x}, \beta)$  optimizado y se obtiene tras varios procesos de iteración. La función objetivo se ha de programar en un *script* por separado, que en el caso de estudio coincide con la ecuación (5.1). Al realizar la comparación, los valores de  $\mathbf{y}$  van a ser variables, ya que se van a introducir los valores medios de la señal de cada píxel calculados a partir de distintos tamaños de  $n$ . Con esto se consigue evaluar la influencia de este parámetro en el proceso de minimización del error. Finalmente  $\beta_0$  es la estimación inicial que se realiza del parámetro  $\beta$  y a partir de la cual se obtienen los distintos  $\beta^+$  tras cada iteración, tal y como se ha indicado en la exposición teórica del algoritmo.

En la Figura 5.8 se muestran los resultados para el mismo rango de  $n$  y de SNR estudiado con el EMV. De ella se deduce que, con este método, el tamaño muestral no influye en la minimización. De hecho, en todo el rango muestreado el resultado resulta ser el mismo.



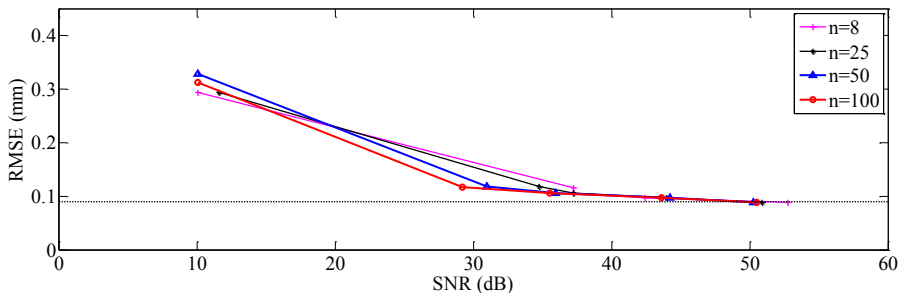


**Figura 5.8** Estimación del punto de máxima interacción con fuente situada aproximadamente sobre FOC en la posición 95. Se evalúa el cálculo para un rango de SNR entre 10 dB y 50 dB para diferentes tamaños muestrales. Las líneas en azul representan el punto de máxima interacción obtenido tras aplicar el ALM, mientras que las líneas en negro indican el error en la estimación calculado como el error cuadrático medio del ajuste.

Esta circunstancia queda explicada con los resultados recogidos en la Figura 5.3, donde se observa que el valor medio  $\mu$  de la señal en cada píxel de la zona de medida es el mismo para los distintos tamaños de  $n$  analizados. Existen pequeñas variaciones, pero están muy por debajo del ruido del detector. Como se ha expuesto, la precisión aumenta con  $n$ , ya que el error típico sobre la media es inversamente proporcional a este parámetro. Sin embargo, el cálculo conduce a un mismo valor medio, por lo que las minimizaciones concluyen un mismo resultado en todos los casos.

La Figura 5.9 muestra la resolución conseguida, calculada como el error cuadrático medio del ajuste y expresada en milímetros (RMSE, de sus siglas en inglés, *Root Mean Square Error*), para distintos tamaños de  $n$ . Se estima un aumento de resolución en un factor aproximado de 2,5 a 8 veces para una SNR comprendida en el rango de 10 dB a 50 dB. La curva es asintótica, lo que establece la resolución máxima alcanzable bajo las condiciones más favorables de medida.

Al resolver un método de regresión no lineal para el cálculo del centroide unidimensional aplicando el ALM, ésta queda fijada en torno a las  $\pm 100 \mu\text{m}$ , para un tamaño muestral adquirido de  $n \geq 8$  muestras.



**Figura 5.9** En la figura se resume la resolución conseguida frente a la SNR, al aplicar el ALM a diferentes tamaños muestrales. Se observa como el número de muestras no influye significativamente en el resultado de la estimación. Se estima un incremento en la resolución del detector en un factor de 2,5 a 8 veces para una SNR de 10 dB a 50 dB.

## 5.5 Comparación de las técnicas de procesado

A partir de los resultados obtenidos, se lleva a cabo una comparación de las técnicas de procesado. Se puede afirmar lo siguiente:

- 1) De la optimización de los mismos datos en bruto, con ambas técnicas se obtiene una posición de máxima interacción haz-detector equivalente, aproximadamente a 75,9 mm del origen. Esta circunstancia es un factor a destacar, siendo un indicativo que lleva a inferir la validez de ambos métodos, ya que con los resultados del uno se ratifica la fiabilidad del otro. La mencionada correspondencia se puede observar comparando la Figura 5.6 y la Figura 5.8.
- 2) Lo mismo ocurre con el incremento de resolución espacial, que es dependiente de la SNR. Como se ha expuesto, tanto el EMV como el ALM predicen su incremento en un factor aproximado de 2,5 a 8 veces, para un rango de SNR comprendido entre 10 dB y 50 dB.
- 3) Asimismo, se ha fijado una cota máxima de resolución espacial alcanzable en  $\pm 100 \mu\text{m}$ , bajo las condiciones de medida más favorables. Respecto a esta afirmación, es necesario señalar que las pruebas realizadas demuestran que, en ciertas optimizaciones, se pueden alcanzar incluso mayores prestaciones para el sistema. Se observa que, por lo general, éstas son ligeramente superiores cuando se aplica el EMV que cuando se aplica el ALM a los mismos datos en bruto. La mencionada cota es el valor máximo de resolución espacial que se puede garantizar con el estudio llevado a cabo, aunque existe la posibilidad de conseguir mejores resultados. Por tanto, los valores mostrados sirven como referencia. Realizando el cálculo del error tras la optimización de una serie de datos, se puede estimar la resolución espacial conseguida al aplicar una técnica de procesado en un caso concreto.
- 4) Por el contrario, se han de realizar distintas consideraciones en lo que se refiere a la influencia del número de muestras necesario para llevar a cabo las optimizaciones. Se ha demostrado que al aplicar el ALM se consiguen las máximas prestaciones con un tamaño de  $n$  menor que con el EMV. Esto se debe a que en el primero no se tiene en cuenta la dispersión  $\sigma$  del valor medio, mientras que en el segundo, éste es un parámetro de interés que influye directamente en el resultado de la estimación.

Como se ha expuesto, la consistencia del EMV hace que converja asintóticamente con el incremento de  $n$ . Además, el método se desarrolla teniendo en cuenta los pesos de las medidas. Dado que el valor de la dispersión es dependiente de este parámetro, el resultado es variable para los diferentes tamaños muestrales hasta que se llega a uno con el que se estima un resultado eficiente. Por su parte, al aplicar el ALM la precisión de las medidas no se ha tenido en cuenta. Como se expuso en la Sección 5.2, el valor medio medido en cada píxel no varía a partir de  $n=10$  muestras, a pesar de que sí lo hace tanto su precisión como su error típico. Debido a esta constancia se optimizan los mismos valores independientemente de  $n$ , como se ha expuesto en el anterior apartado, obteniéndose iguales resultados.

Si se desea tener en cuenta la precisión de las medidas al aplicar el ALM se puede hacer de dos maneras:

- Introduciendo todos los datos medidos en la zona de influencia, sin realizar previamente la media muestral de cada píxel.
- Incluyendo una matriz de pesos entre el producto de jacobianos en la parte izquierda de la igualdad (5.14). Esta matriz incluye las dispersiones de las medidas en su diagonal y ceros en las posiciones no diagonales.

Sin embargo, se ha decidido no utilizar estas variantes del algoritmo principalmente por dos motivos:

- El primero se debe a uno de los objetivos de la tesis y está en correspondencia con el trabajo desarrollado y expuesto a partir del siguiente capítulo. La finalidad es incrementar la resolución del sistema, pero además realizar un diseño incorporado en el dispositivo FPGA con el fin de proporcionar el parámetro posicional en tiempo real sin necesidad de utilizar procesadores externos. Bajo estas condiciones, el coste computacional pasa a ser un factor importante a tener en consideración. Como las alternativas suponen un incremento del mismo y dados los buenos resultados obtenidos con el método propuesto sin necesidad de modificaciones, se decide prescindir de ellas.
- El segundo de los motivos sigue la misma línea, pues de la constancia y correspondencia de resultados con el EMV se deduce, no sólo que el proceso de minimización es válido, sino que incluir más datos o la matriz de pesos no es imperativo, ya que la robustez del método garantiza el incremento de resolución.

Para finalizar con el análisis comparativo, la pregunta que surge es cuál de los dos métodos es más apropiado o, dicho de otro modo, cuál es mejor.

En lo que se refiere al incremento de la resolución espacial se ha demostrado que ambas soluciones son viables, consiguiendo (prácticamente) las mismas prestaciones. Se concluye que ambos cumplen el objetivo con iguales garantías. No obstante, es cierto que existen diferencias, como que el número de muestras necesario para el ALM es menor o que el EMV es menos complejo y requiere de un menor coste computacional. En definitiva son factores a tener en cuenta y que dependen directamente de la aplicación, como se expone en el siguiente capítulo.

Tras el análisis se concluye que no es determinante decantarse por una u otra solución si se hace un tratamiento de los datos bien *offline*, como se ha hecho en este capítulo, bien *online*, pero en ambos casos utilizando un procesador externo (tipo PC). En todo caso, el análisis ha permitido validar ambos métodos y posibilitado establecer sus diferencias.

Cabe decir que, si bien éstas no influyen de manera decisiva en un tratamiento de datos como el propuesto, sí que van a influir notablemente al realizar la implementación en FPGA para un tratamiento de datos *online* en tiempo real. Esto se debe a las limitaciones que conllevan factores como el propio tiempo de implementación, de ejecución, recursos utilizados y características de la aplicación, entre otros. Los motivos se exponen con mayor detalle en el siguiente capítulo, donde resulta más apropiado llevar a cabo este análisis.

## **5.6 Aportaciones del capítulo**

Tras exponer las características intrínsecas del prototipo y habiendo demostrado la validez de los resultados obtenidos para el *read-out*, en este capítulo se han seleccionado dos técnicas de procesado de datos con el objetivo de determinar la posición de máxima interacción haz-detector con una resolución espacial incrementada. En concreto, la primera es un método de estimación basado en el principio de máxima verosimilitud, mientras que la segunda es un proceso iterativo de regresión no lineal en el que se minimiza el error entre los datos y la función objetivo, y que está basada en el algoritmo de Levenberg-Marquardt.

Al aplicar los métodos a los datos en bruto adquiridos con fuente radiactiva queda demostrado un incremento de la precisión del hodoscopio, que es capaz de propor-

cionar la información posicional con una resolución espacial en torno a las  $\pm 100$   $\mu\text{m}$  bajo las condiciones más favorables de medida. El objetivo cuantitativo de resolución se cumple holgadamente, con lo que se concluye la validez de las técnicas seleccionadas, consiguiéndose un aumento de las prestaciones del detector.

Dados los buenos resultados obtenidos, las diferencias existentes no determinan la conveniencia de una u otra técnica cuando se realiza un tratamiento de datos *offline* o con un procesador externo. Por el contrario, estas diferencias sí son significativas en un diseño *hardware* para obtención de resultados *online* y en tiempo real y, por tanto, se han de tener en consideración para su implementación en FPGA.

# Capítulo 6

## Implementación del EMV y del ALM en dispositivos FPGA

---

*Comprobada la mejora de las prestaciones del detector en cuanto al incremento de resolución espacial conseguida con las técnicas de procesado estudiadas, se implementan en un dispositivo FPGA. La finalidad es realizar la adquisición y el procesado de los datos, para poder proporcionar en una aplicación dada el parámetro posicional en tiempo real, haciendo uso exclusivamente del diseño electrónico propuesto. Con ello se consigue un sistema compacto con el que analizar los resultados sin necesidad de utilizar procesadores externos.*

*Se evalúan los resultados para dos propuestas de diseño. Un diseño software con procesador embebido en la propia FPGA y un diseño hardware para el que se utiliza una herramienta de síntesis de alto nivel, Impulse C. Los resultados se comparan con los obtenidos en las pruebas iniciales expuestas en el anterior capítulo, con el fin de validar la implementación realizada.*

---





## 6.1 Introducción

El propósito del trabajo desarrollado en este capítulo determinar el parámetro posicional en tiempo real utilizando exclusivamente el diseño electrónico propuesto, descrito en el Capítulo 3. Se ha demostrado cómo ambas técnicas de procesado cumplen con el objetivo de resolución espacial con buenas garantías. Por tanto, cabría decantarse por una u otra opción e implementarla. Es por esto que en el siguiente apartado se lleva a cabo un análisis del funcionamiento del sistema de acuerdo con el campo de aplicación. La finalidad es establecer qué solución es más viable y bajo qué condiciones. Igualmente se realiza un estudio de posibles recursos que sirvan como alternativa a los tradicionales lenguajes de descripción *hardware* (HDL, de sus siglas en inglés *Hardware Description Language*) y que reduzcan limitaciones como su tiempo de diseño o su complejidad; es el caso de los procesadores embebidos o las herramientas de síntesis de alto nivel (HLST). Su aparición es relativamente reciente, de hecho, todavía están bajo estudio y en continua evolución, como se expone con mayor detalle en la Sección 6.2.2.

Tras el estudio, se lleva a cabo un diseño *software* y uno *hardware*. Sus resultados se exponen a partir de la Sección 6.3, realizando una comparación entre ellos y los esperados, es decir, con los obtenidos del análisis inicial realizado *offline* con procesador externo. El objetivo de esta valoración es validar la correcta implementación verificando su correspondencia.

## 6.2 Análisis de las técnicas de procesado

En esta sección se realiza un análisis de las técnicas de procesado y su implementación en dispositivo FPGA. Con ello se consigue establecer cuál resulta más conveniente para cada aplicación. Además se dedica un subapartado para exponer la alternativa de diseño *hardware* propuesta, terminando con algunas consideraciones.

### 6.2.1 Limitaciones de la implementación

A continuación se citan los factores que suponen limitaciones en la implementación de los métodos en dispositivo FPGA:

- 1) *Limitaciones según la aplicación.* Como se ha expuesto, son diversos los campos de aplicación en los que el hodoscopio proporciona una solución viable al problema de monitorizaje *online*, rastreo, posicionamiento o calibrado de haz. En efecto, la propia aplicación conlleva restricciones; un ejemplo es el tiempo disponible para toma de medidas o el tiempo de procesado de las muestras.
- 2) *Limitación de recursos.* Las FPGA son dispositivos de muy altas prestaciones, capaces de almacenar una cantidad de recursos muy elevada. Sin embargo, la relación prestaciones-coste es directamente proporcional. Es cierto que en el desarrollo de un proyecto de investigación el coste del dispositivo puede ser determinante o no serlo, pero definitivamente sí lo es en uno industrial o con fines comerciales. En este sentido es necesario establecer un compromiso.
- 3) *Otras limitaciones.* En este punto se incluyen los factores que no se han tenido en cuenta en los anteriores, como el tiempo dedicado a la implementación, grado de dificultad o coste computacional.

De acuerdo con lo expuesto se realiza un análisis para cada uno de los métodos. El resumen de los argumentos planteados en los siguientes párrafos se puede consultar en la Tabla 6.1.

El primer factor a tener en cuenta es el tiempo disponible para el procesado de datos. Éste viene establecido por los tiempos de funcionamiento del detector y es independiente de la aplicación. En principio, el procesado se ha de llevar a cabo tras cada proceso de escaneado, de forma que para un modo de funcionamiento continuo, mientras se lleva a cabo la recogida de datos del escaneado  $s$  se realiza el procesado de datos del escaneado anterior  $s - 1$ , funcionando en modo *pipeline*. Así, el sistema es capaz de proporcionar la posición de interacción con alta precisión y en tiempo real. Los tiempos están detallados en la Tabla 3.1.

Una vez establecidas las restricciones temporales del detector, se estima el tiempo de ejecución de cada uno de los métodos. Según lo expuesto, se ha de realizar el diseño para que éste sea menor que el correspondiente a un proceso de escaneado.

- Para llevar a cabo el EMV se ha fijado un número de muestras mínimo, en concreto  $n \geq 50$  muestras. De acuerdo con lo expuesto en la Sección 3.4.2, es

necesario realizar al menos seis procesos de escaneado con la menor frecuencia de *reloj\_master* para adquirir este tamaño muestral. Por tanto, se establece un tiempo mínimo para estimar el dato de salida que viene dado por  $t_{EMV} = 6 \cdot t_{Pescaneado}$ , es decir, de 6,59 ms (se ha incluido el  $t_M$ ). Por otra parte, se espera un tiempo de procesamiento de datos considerablemente menor que el tiempo del que se dispone para la recogida de muestras, por lo que presumiblemente no van a haber retardos adicionales.

- El tamaño muestral para implementar el ALM es menor. Según lo expuesto en el Capítulo 5, es posible realizar el procesamiento de datos con un modo de funcionamiento continuo. Para ello, el algoritmo implementado ha de iniciar el procesamiento de datos después de cada adquisición y finalizarlo antes de que se realice la siguiente. De esta manera, el tiempo de adquisición  $t_{ALM}$  es la sexta parte del  $t_{EMV}$ , siendo necesario un mínimo de 1,09 ms para obtener el dato de salida. En este caso el coste computacional es considerable, por lo que hay que realizar un diseño *hardware* que cumpla con la limitación temporal indicada sin incluir retardos adicionales.

Los tiempos mencionados se cumplen bajo las condiciones de medida más restrictivas. Conviene recordar que dependiendo del tipo de partículas de la fuente y de su luminosidad, el tiempo de integración de la carga puede superar los mínimos establecidos (Sección 3.4.2). Un ejemplo es el de la fuente de Sr-90 utilizada en las pruebas experimentales, con la cual éstos se superan hasta en uno o dos órdenes de magnitud. En tal caso, se tendría un tiempo de procesamiento más amplio.

Con toda seguridad, el tiempo de procesamiento de datos del EMV va a ser menor que el del ALM. Sin embargo, el tamaño muestral necesario para cada técnica restringe el tiempo de adquisición que, por el contrario, es mayor en el primer caso. Se concluye que con el ALM es posible realizar un diseño para funcionamiento en modo continuo, proporcionando el parámetro posicional *online* y en tiempo real. Por este motivo se considera conveniente la implementación de esta técnica en una aplicación de rastreo de haces o para monitorizaje *online*. Como el EMV requiere de un tiempo total de ejecución mayor, es más indicado para una aplicación de calibrado o posicionamiento de haz, en las que proporcionar la característica temporal no es tan importante como el hacerlo con la espacial.

En lo referente a los recursos necesarios para implementar cada técnica y teniendo en cuenta su desarrollo teórico, se predicen diferencias bastante significativas. El EMV realiza operaciones aritméticas con números reales, mientras que el ALM es

un proceso iterativo que conlleva operaciones más complejas como determinantes o matrices inversas. Este tipo de cálculos en una FPGA no son fáciles de implementar y su desarrollo implica la utilización de numerosos bloques de lógica y DSP (de sus siglas en inglés, *Digital Signal Processing*). Por tanto, se considera que el dispositivo propuesto para el diseño electrónico inicial, una Spartan3A-DSP, dispone de los suficientes como para implementar el EMV. Sin embargo y con alta probabilidad, para implementar el ALM es necesario un dispositivo de mayores prestaciones, con el consecuente incremento de recursos y coste. Por este motivo se razona que es ventajoso implementar el EMV si las limitaciones de la aplicación lo permiten.

También se encuentran diferencias tanto en el tiempo necesario para el diseño como en su grado de complejidad, siendo ambos factores de mayor magnitud en el caso del ALM. Para disminuir esta limitación, existen soluciones que pueden servir como alternativa a los métodos tradicionales de diseño *hardware*, como ha sido hasta ahora el lenguaje estándar VHDL. Se ha decidido dedicar un subapartado para la exposición de estas herramientas, conocidas como HLST, por lo que este punto se discute con mayor detalle en la siguiente sección.

Con todo, quedan establecidas las ventajas de cada técnica según el campo de aplicación, así como los factores que influyen tanto en su implementación como en el funcionamiento del sistema. En la Tabla 6.1 se indica con una “x” el método que se considera más adecuado según el factor a tener en cuenta. Es necesario remarcar que se trata de un resumen de las suposiciones deducidas a partir de las valoraciones iniciales realizadas en este apartado respecto a la posible implementación de una u otra técnica, que se ha de verificar con los resultados finales expuestos en la Sección 6.4.

**TABLA 6.1** ESTIMACIÓN DE VENTAJAS DEL MÉTODO DE OPTIMIZACIÓN SEGÚN LIMITACIONES

	EMV	ALM
Prestaciones	x	x
Recursos necesarios	x	
Grado de dificultad	x	
Coste computacional	x	
Número de muestras		x
Tiempo de diseño del algoritmo	x	
Tiempo de adquisición		x
Tiempo de ejecución	x	
Tiempo de procesado total		x

### 6.2.2 Herramientas de síntesis de alto nivel

El ALM es un algoritmo complejo para implementación *hardware*. La cantidad de cálculos que necesita, el tipo de operaciones, el grado de dificultad e inclusive el tiempo estimado para su desarrollo son motivos por los que generalmente quedaría descartado. A esto se suma el hecho de que se dispone de una solución alternativa como el EMV, cuya implementación tiene un grado de dificultad menor. Por otra parte y como es sabido, implementar *hardware* específico en dispositivos ASIC (de sus siglas en inglés, *Application-Specific Integrated Circuits*) o en FPGA, ofrece la ventaja de proporcionar mejores prestaciones que otros procesadores, como por ejemplo los microcontroladores o microprocesadores. Así, por un lado, se deduce la conveniencia de realizar un diseño *hardware*, pero por el otro, se conocen las limitaciones que presenta la implementación de este método en concreto.

En el anterior apartado se ha concluido que, a pesar de que el EMV es la solución más viable, en algunas de las aplicaciones propuestas puede ser interesante disponer del ALM. Además, el modo de funcionamiento continuo sólo es posible con el segundo.

Por este motivo y para subsanar las limitaciones, en este capítulo se propone el uso de una HLST. Con ellas se consigue acelerar el tiempo de desarrollo en un factor estimado de 10 a 100 (Ber1, 2010). *Xilinx* establece una disminución del tiempo de desarrollo en un factor de 3 a 6 y una optimización incrementada en un factor de 3 a 4. En cualquier caso, la posibilidad de reducir el tiempo de desarrollo en los factores propuestos es muy atractiva. La evaluación independiente realizada por el BDTI (*Berkeley Design Technology, Inc.*) expone las ventajas que éstas ofrecen en cuanto a grado de optimización del diseño, tiempo de desarrollo y mejoras en la relación coste-prestaciones (Ber2, 2010). Por esta razón se selecciona como solución. A continuación se describe en qué consisten estas herramientas.

Las HLST crean RTL (*Register Transfer Level*) o HDL a partir bien de un algoritmo o bien de una funcionalidad descrita con una herramienta de alto nivel (Georgakakis & Evans, 2011). Generalmente los lenguajes de desarrollo empleados están basados en estándares C/C++ (ISO/IEC-9899, 2011) o SystemC (IEEE\_1666, 2012) , aunque también existen sintetizadores del lenguaje Matlab, Simulink o incluso lenguaje G (Labview). Otras compañías crearon sus propios lenguajes como la compañía Bluespec (Hudak, et al., 2007).

Empiezan a desarrollarse a partir de los 90's y tras dos generaciones fallidas, es a partir de la tercera cuando empiezan a dar buenos resultados y tener mayor aceptación. Un buen tutorial de su evolución histórica se puede encontrar en (Martin & Smith, 2009) y del estado del arte de esta tecnología en (Cong, et al., 2011). La lista de fabricantes que se han sumado al desarrollo de estas herramientas es más bien larga<sup>1</sup> con adquisiciones de unas y otras empresas. La principal desventaja es que no existe todavía una estandarización, además hay un cierto escepticismo, debido principalmente a que el nivel de control de diseño es menor que con lenguajes como VHDL.

El fabricante *Xilinx* ha sido pionero en realizar la estandarización de estas técnicas, comprando Bluespec en 2003 (Hudak, et al., 2007), desarrollando System Generator (Xilinx6, 2008), adquiriendo el *software* de AccelChip (Xilinx7, 2008) y finalmente adquiriendo AutoESL AutoPilot en 2011 (Mc Grath, 2011) para lanzar su último *software* de desarrollo *hardware* conocido como Vivado (Xilinx01) a finales de 2012.

Tras realizar un análisis de las existentes se decide hacer uso de ImpulseC, desarrollado por CoDeveloper (Impulse1). El motivo es su gran aceptación y las amplias posibilidades que ofrece, que se adaptan perfectamente a las necesidades de implementación necesarias. No ha sido posible evaluar AutoESL al no estar disponible por los motivos comerciales expuestos.

### 6.2.3 Consideraciones

Conocidas las limitaciones de la implementación y realizada la propuesta para subsanarlas, se cree conveniente exponer en esta sección ciertas consideraciones antes de continuar con el capítulo.

---

<sup>1</sup> Mentor Catapult C Synthesis, Forte Synthesizer, Celoxica Agility (vendido en 2008 a Catalytic, y renombrado como Agility Design Solutions), Bluespec, Synfóra PICO Express y Extreme, ChipVision PowerOpt, NEC CyberWorkBench, AutoESL AutoPilot, *Xilinx* AccelDSP (que empezó como una compañía independiente, AccelChip) y SystemGenerator, Esterel EDA Technologies Esterel Studio, Synopsys Synplicity Synplify DSP, Cadence C-to-Silicon (C2S) compiler. Algunos cambios recientes en el Mercado incluyen la adquisición de Mentor de la tecnología de síntesis de Handel-C de Agility Design en 2009. Posteriormente han aparecido otras como ImpulseC, Hercules y LegUp entre otras.

La primera es establecer un tamaño máximo del área de influencia para el cual realizar una estimación de alta precisión tiene significado. Éste se ha fijado en el ocupado por veinte FOC, es decir, superior al 15% del AA del detector y del orden de centímetros. La resolución intrínseca del prototipo es dos órdenes de magnitud menor. Por este motivo se ha considerado que si la sección cruzada de un haz ocupa un área superior a la propuesta, ésta es lo suficientemente grande como para considerar irrelevante realizar un cálculo con una resolución mayor que la intrínseca. Asimismo, el detector está diseñado para haces de secciones de uno o incluso dos órdenes de magnitud menor, quedando razonada la cota máxima establecida.

La segunda tiene que ver con las mencionadas HLST. Pese a que, como se ha expuesto, no existe en la actualidad una completa estandarización, la adquisición por parte de *Xilinx* de AutoESL y el lanzamiento de Vivado son una muestra significativa del interés existente en estas herramientas y hace pensar que la tendencia evolutiva se dirige hacia su mejora y utilización, tal y como ocurrió en su día con el paso del ensamblador a los estándares C/C++, en el caso de los microcontroladores.

Cabe decir que, a día de hoy, es imposible predecir hasta qué punto el estándar VHDL (o Verilog) acabará siendo o debe ser reemplazado. Sin embargo, las altas prestaciones de los dispositivos comerciales actuales, sumado a que las restricciones temporales en los proyectos son bastante comunes, y debido a la complejidad de muchos algoritmos actuales para aplicaciones de distinta índole, ya sean tecnológicas, médicas, de defensa, de procesado y, en definitiva, otras aplicaciones de desarrollo crítico, motiva el llevar a cabo su investigación.

Asimismo, y a pesar de que existen otras opciones de implementación para el ALM, se toma la decisión de investigar sobre las HLST por los siguientes motivos:

- 1) Por las ventajas que ofrecen, principalmente mayor simplicidad y menor tiempo de desarrollo.
- 2) Para evaluar la viabilidad de las herramientas de síntesis de alto nivel en la actualidad.
- 3) Por su potencial y el previsible aumento de su utilización en los próximos años.
- 4) En general, la complejidad de un algoritmo como el estudiado conlleva descartar su implementación en VHDL, siendo esta una solución que posibilita no hacerlo.

## 6.3 Implementación de los algoritmos en FPGA

En los siguientes apartados se expone la implementación de los algoritmos EMV y ALM en dispositivo FPGA. Primero se exponen los antecedentes, posteriormente, se razona la metodología seguida para realizar la programación. Seguidamente, se explica el funcionamiento del sistema y, finalmente, se describen los diseños realizados.

### 6.3.1 Antecedentes

Como se ha comentado, el ALM es una técnica ampliamente empleada y reconocida, pero su tiempo de desarrollo y su grado de dificultad hace poco viable su implementación *hardware*.

En el momento en el que se lleva a cabo este trabajo sólo se tiene conocimiento de uno previo, en el que una variación más simple del algoritmo se implementa en FPGA, siendo el campo de aplicación distinto, en concreto para análisis de espectroscopia digital (Abba, et al., 2010).

Recientemente, en 2012 y de forma simultánea a la exposición de este trabajo en (Blasco, et al., 2012), se publican dos nuevos estudios:

- 1) Primero Shawash, en su trabajo de tesis doctoral (Shawash, 2012), desarrolla la función XOR (*eXclusive OR Function*) y un método de calibración para cámara 2D-a-3D, basando su resolución en el ALM e implementándolo en FPGA; lo publica en (Shawash & Selviah). Su finalidad es reducir errores de precisión en los cálculos. Para resolverlo también hace uso de una HLST, AccelDSP (Xilinx7, 2008).
- 2) La segunda aplica el ALM al campo de la tomografía óptica, SS-PS-OCT (*Swept-Source Polarization-Sensitive Optical Coherence Tomography*) con el fin de optimizar los tiempos de ejecución y las resoluciones (Biwei, et al., 2012).

### 6.3.2 Metodología

Como se ha expuesto, la herramienta de diseño *hardware* utilizada es ImpulseC, compilador *software-a-hardware* que realiza la implementación para sistemas embebidos o para aceleración del procesado. Con ella, la programación se desarrolla a



partir del estándar C/C++ y posteriormente se compila, traducándose a VHDL. Por esta razón y con el fin de realizar una comparación de las soluciones obtenidas a partir del mismo algoritmo, se lleva a cabo un diseño *software*, descrito con el mencionado estándar frente a uno *hardware*, que se elabora a partir del mismo diseño pero en este caso compilándolo en el entorno de ImpulseC, llamado CoDeveloper (Impulse2, 2012).

### 6.3.3 Funcionamiento del sistema

Con el objetivo de incluir en el diseño inicial las técnicas de procesado de datos, se realizan modificaciones al propuesto en la Sección 3.3.5. Sin embargo, la implementación en cuanto a las señales de control, digitalización de datos, integrador de carga y lectura de señal es la misma, por lo que no se considera importante repetir este funcionamiento.

Por otra parte se exponen las modificaciones incluidas:

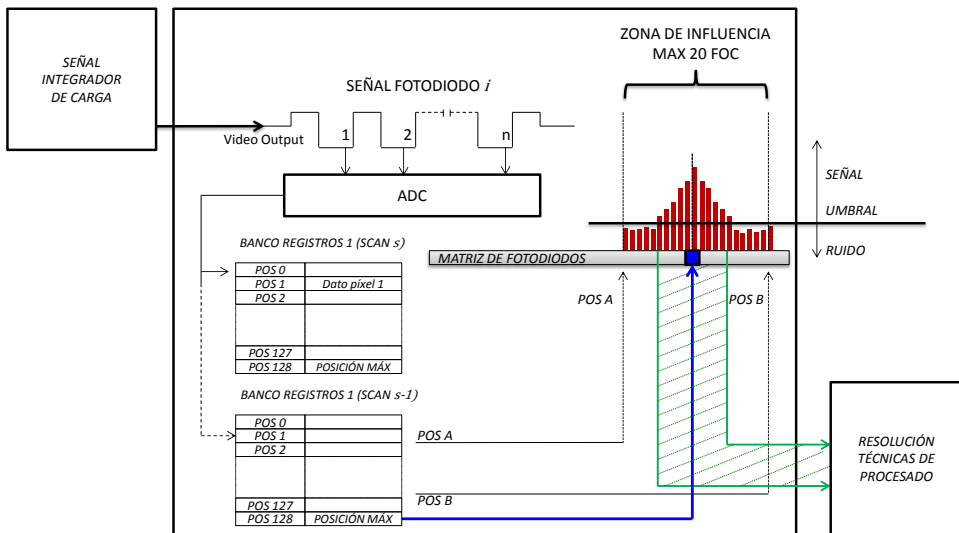
- Se han creado dos bancos de registros. La señal de *trigger* indica el momento de la digitalización. Durante el escaneado  $s$ , cuando la señal del fotodiodo  $i$  con  $i \in [1 - 128]$  está disponible, se digitaliza y se almacena en la posición  $i - 1$  del primer banco de registros. De la misma manera, el dato digitalizado de la señal de cada fotodiodo se almacena en su posición correspondiente. Una vez finalizado el proceso de escaneado  $s$ , se inicia el  $s + 1$ . En este caso los datos se almacenan en el segundo banco de registros. De forma paralela se procesan los datos guardados previamente en el primero de los bancos.
- La posición de la FOC que ha producido una mayor señal se obtiene *online*. Para ello se utiliza un comparador. Éste indica el valor máximo digitalizado en un proceso de escaneado y su posición. La comparación se realiza en un proceso concurrente tras obtener el dato digitalizado de cada fotodiodo. Se reserva la última posición de cada banco de registros para transferir esta información al programa principal. Por su parte, éste recoge los datos diez posiciones por arriba y por debajo de la posición máxima indicada, de acuerdo con el límite establecido del tamaño de la zona de influencia máxima a tratar. Se han tenido en cuenta factores como que el máximo se encuentre a menos de diez posiciones del borde.

- Se establece un umbral para discriminar entre señal y ruido. Se toma la decisión de fijarlo 1 mV por encima del  $\sigma_T$  estimado en la Sección 3.4.2. Si la señal adquirida está por debajo, ésta se entiende como ruido. De esta forma se restringe la zona de influencia y la cantidad de datos que se procesan para la estimación posicional. La limitación de la zona de influencia supone en algunos casos la optimización del tiempo de procesado, disminuyéndolo gracias a la reducción del coste computacional.

La representación de lo expuesto se puede observar en la Figura 6.1.

### 6.3.4 Implementación de las técnicas de procesado

El sistema está gestionado por un microprocesador embebido en la FPGA,  $\mu B$ . Los bloques desarrollados en VHDL y descritos en el Capítulo 3 se incluyen en el diseño.

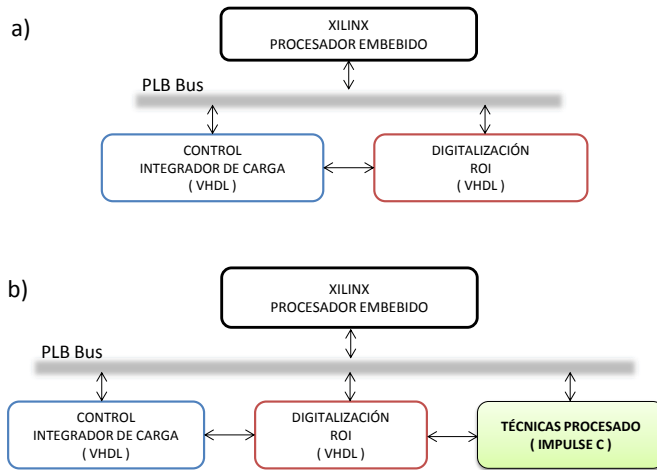


**Figura 6.1.** En la Figura se observa cómo los datos digitalizados de la señal de cada píxel se almacenan en dos bancos de registros. Mientras se llena uno de los bancos con el escaneado actual, se procesan los datos del escaneado anterior. El máximo de píxeles analizados es 20. La zona de influencia se establece a partir de la posición del máximo. Las señales que se encuentran por debajo del umbral de ruido no se procesan.

- a) *Diseño software*: se implementa en el propio procesador embebido. La programación está basada en el estándar C/C++ adaptada a  $\mu\text{B}$ , ya que tiene comandos propios y funciones específicas que se pueden consultar en (Xilinx8, 2012). La Figura 6.2 (arriba) muestra el diagrama de bloques de este diseño. El bloque superior representa el procesador embebido. Éste se encarga de la gestión del sistema y control de ES. Las técnicas de procesado se ejecutan en el propio procesador. Por su parte, se hace uso de los dos periféricos diseñados en VHDL, uno para el control del integrador de carga y el otro para digitalización de datos. El segundo también establece la zona de influencia. Éstos funcionan de forma concurrente con el programa principal, digitalizando las señales y transfiriendo los datos para su posterior tratamiento. El bus PLB comunica procesador y periféricos, por donde se gestionan las señales de control y comunicación.
- b) *Diseño hardware*: tiene la misma base que la anterior y también está gestionado por  $\mu\text{B}$ . Se han insertado los periféricos para el control del integrador y la digitalización de datos. La diferencia es que se incluye un tercero, correspondiente al diseño *hardware* de las técnicas de procesado. En este caso, el tratamiento de datos no se lleva a cabo en el procesador embebido sino que, tal y como está representado en la Figura 6.2 (abajo), se ha confeccionado un bloque específico con este fin. Funciona de forma concurrente con el programa principal y con el resto de ellos. Como se ha expuesto, se ha diseñado en el entorno CoDeveloper, que realiza la compilación generando los archivos en VHDL. Las opciones del programa permiten indicar el entorno de programación y la plataforma objetivo. De este modo se generan los archivos necesarios para colgarlo como periférico de  $\mu\text{B}$  (\*.*pao*, *user\_logic*, etcétera). Por su parte, la comunicación con el procesador se realiza por el bus PLB. Finalmente, los datos digitalizados se transmiten en serie al bloque de procesado.

#### **6.3.4.1 Implementación del EMV**

El diseño *software* se ejecuta de forma secuencial. La frecuencia de reloj utilizada para todos los bloques es la máxima permitida por el procesador, 90 MHz. Las operaciones para este método se realizan en coma flotante, siendo necesaria una precisión simple. Para optimizarlas, se activa la unidad de coma flotante de la FPGA.



**Figura 6.2** Bloques de diseño: a) Se realiza una implementación software de las técnicas de procesamiento en el microcontrolador embebido, b) Las técnicas de procesamiento se implementan con ImpulseC y se añaden al diseño como periférico concurrente.

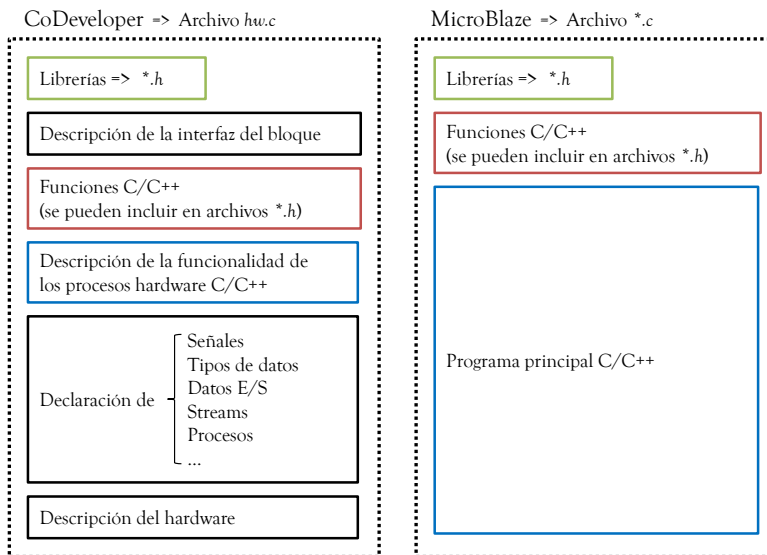
Por el contrario, el diseño *hardware* es concurrente. Las diferencias con el anterior diseño en cuanto a la descripción del algoritmo de programación no son significativas. Por otra parte, sí lo son las particularidades del entorno de desarrollo y la compilación de código resultante. Por ello, a continuación se realiza una breve descripción de ambos.

Por un lado, en el entorno de  $\mu B$ , primero se diseñan el *hardware* y los periféricos y, posteriormente, se generan (*bitstream*). Tras ello, se realiza la programación del algoritmo en un archivo fuente *\*.c* programado en C/C++, al que se le pueden incluir las librerías oportunas *\*.h*, tal y como se hace con un microprocesador común. Por el otro, en CoDeveloper existen distintos archivos: uno *sw.c*, donde se puede programar el *software* si se considera necesario, uno *hw.c*, donde se diseña el *hardware* y su funcionalidad y, finalmente, uno *\*.c*, para configurar simulaciones.

El diseño en C/C++ se puede trasladar (casi) directamente al archivo *\*.hw*, aunque con algunas particularidades. Se nombran las dos más significativas. Existen otras, como la existencia de funciones específicas (Impulse2, 2012), aunque esto también ocurre con otros entornos:

- 1) Descripción del *hardware* en el archivo *hw.c*. Incluyendo la definición de señales, datos de ES y su tipo, *streams*, procesos concurrentes e interfaz externa del bloque, entre otros, como se observa en la Figura 6.3.
- 2) Comandos de diseño *#pragma CO\_\**. Permiten un mayor control sobre la generación del *hardware*. Se puede establecer la secuencia de ejecución de las operaciones o de las instrucciones (i.e. funcionamiento *pipeline*) o indicar el número de ciclos máximos para realizar una operación, un proceso o un conjunto de instrucciones.

En cuanto al algoritmo, para resolver el EMV, primero se desarrolla el cálculo de la media y la desviación estándar de cada píxel de la zona de influencia. Obtenidos estos parámetros, se puede estimar la posición y conocer la optimización a partir de las ecuaciones (5.8) y (5.9). La secuencia del programa se muestra en la Figura 6.4.



**Figura 6.3.** A la izquierda esquema de fichero de CoDeveloper para implementación de algoritmos y generación de hardware. A la derecha un fichero fuente software típico. Las partes comunes se han enmarcado con el mismo color.



**Figura 6.4** Secuencia de operaciones para resolución del EMV. Primero se realiza el cálculo de la media y la resolución, para posteriormente llevar a cabo la estimación de la posición de interacción y el cálculo de su error, es decir, la nueva resolución.

En el diseño *software*, la operación siguiente se inicia cuando ha finalizado la actual. Esto incrementa considerablemente los tiempos de ejecución. Por su parte, la secuencia del proceso *hardware* es exactamente la misma. Sin embargo, el código ha sido altamente paralelizado. Los operadores funcionan en modo *pipeline*, de forma que el cálculo siguiente comienza un determinado número de ciclos después de que se inicie el actual y antes de finalizarlo. En efecto, con este modo de funcionamiento, la progresión en la elaboración de un cálculo cada ciclo de reloj supone la liberación de recursos, por lo que éstos se aprovechan continuando con la siguiente tarea. Se consigue así una reducción en los tiempos de ejecución. Por contra, esto supone un incremento de los recursos utilizados, como se detalla en la Sección 6.3.5.

### 6.3.4.2 Implementación del ALM

Para resolver el diseño existen dos posibles métodos de optimización:

- Optimización *batch*: Los valores del vector de datos  $\mathbf{y}$  se optimizan en cada iteración para minimizar el error con el modelo de ajuste  $f(\mathbf{x}, \beta)$ .
- Optimización *online*: El vector  $\mathbf{y}$  se ajusta posición a posición. Se puede llevar a cabo bien optimizando los valores del vector recorriéndolo desde la primera posición hasta la última o bien seleccionando los valores de posiciones aleatorias.

Como se ha expuesto  $\mathbf{y} \in \mathcal{R}^m$ ,  $\beta \in \mathcal{R}^n$  con  $m > n$ . Atendiendo al modelo (5.1) se tiene que  $\beta = \{A, \mu, \sigma\}$ , con  $A = 1/\sigma\sqrt{2\pi}$  por lo que  $n = 3$ . Por su parte  $m$  es el tamaño de la zona de influencia.

Para el caso de estudio, un diseño con optimización *batch* involucra cálculos con matrices  $\mathbf{M} \in \mathcal{R}^{p \times p}$  con  $p = m \times n$ . Por tanto, cuando un haz de partículas incide

en el área ocupada por diez FOC, se han de realizar cálculos con matrices de dimensiones de hasta  $\dim\{\mathbf{M}\}_{30 \times 30}$ . Esto se debe a que en cada iteración se optimizan los tres parámetros de  $\beta$  para cada píxel. La optimización *online* minimiza el vector posición a posición, por lo que las matrices utilizadas tienen una dimensión máxima de  $\dim\{\mathbf{M}\}_{3 \times 3}$ .

En primera instancia se evalúan con Matlab las posibles soluciones de optimización. Para ello, se programan los algoritmos de resolución y se comprueban los resultados para ambos casos. A la vista de los obtenidos, se decide realizar una optimización *online* por los siguientes motivos:

- 1) El principal es que los recursos necesarios van a ser considerablemente menores con la opción seleccionada.
- 2) De igual importancia es la mayor simplicidad de los cálculos, fácilmente deducible a partir del tamaño matricial expuesto para cada caso.
- 3) El número de iteraciones necesario.
- 4) El menor tiempo de ejecución.

Se exponen ciertas consideraciones respecto al tercero de los motivos. Si se establece una zona de influencia como la propuesta, es decir de diez píxeles, con el método *batch* se estima una media de veinte iteraciones para llegar al resultado óptimo. Por su parte, en una primera evaluación realizada *online* se estima una media de cinco iteraciones. Este valor conlleva optimizar cinco veces cada una de las posiciones del vector, lo que de hecho implica un total de cincuenta iteraciones. A primera vista puede parecer que, en este aspecto, el primer tipo de optimización ofrece un mejor rendimiento. Por el contrario, teniendo en cuenta la importancia de los motivos 1) y 2), que por sí solos son determinantes, y tras evaluar el coste computacional, se concluye la conveniencia de efectuar la implementación propuesta.

Se entiende por *iteración* cada paso del proceso iterativo de optimización, en cada uno de los cuales, se optimizan todos los datos. En el caso de estudio, esto se corresponde con los datos adquiridos de todos los píxeles de la ROI. Como con el diseño realizado el proceso iterativo se realiza píxel a píxel, en adelante denominamos a la optimización de cada uno de los píxeles como *paso de iteración*. De esta forma, una vez se han analizado todos los datos del vector  $\mathbf{y}$  es cuando finaliza una iteración.

El algoritmo diseñado para resolver el proceso es el siguiente: En cada iteración se evalúa si, tras cada proceso de optimización, el nuevo parámetro  $\delta_\beta$  consigue una

$\beta^+$  que produce una reducción del error  $S(\beta^+)$  entre el dato del vector de medidas evaluado  $y_i$  y la función objetivo  $f(x_i, \beta)$ . En caso afirmativo, se reduce el factor de amortiguamiento  $\lambda$  y se evalúa una nueva posición del vector resolviendo el ALM. En caso contrario, se rechaza la optimización, se incrementa el factor de amortiguamiento  $\lambda$  y se evalúa la siguiente posición del vector.

Se fija el valor del umbral  $\varepsilon_3$  de forma que un resultado es óptimo si su error en el ajuste  $S(\beta)$  está por debajo del 5%. El factor de amortiguamiento se inicializa en  $\lambda=0,01$ . Su incremento o decremento se efectúa por un factor 5. No se considera necesario fijar los umbrales  $\varepsilon_1$  y  $\varepsilon_2$ , ya que se define un número máximo de iteraciones que los hacen innecesarios. Dicho valor se expone en la Sección 6.4.

Es importante destacar que, con el fin de optimizar la implementación en dispositivo FPGA, se han propuesto y realizado aportaciones al proceso de resolución del ALM. Con ello se consigue acelerar la convergencia hacia el resultado final, lo que influye directamente en la reducción del tiempo de ejecución y del coste computacional. Las particularidades de implementación y las aportaciones se describen a continuación:

- Se declara un vector  $\mathbf{k}$  de longitud  $n$ . El vector tiene ceros en las posiciones no óptimas y unos las que sí lo son.
- Sólo se resuelven los valores no óptimos. Por tanto, si un error está por debajo del umbral  $\varepsilon_3$  no se optimiza y se procede a evaluar la siguiente posición. En caso contrario, se resuelve el algoritmo tal y como se ha expuesto. De esta manera, se evita realizar el procesado de aquellas posiciones cuya solución es óptima.
- Se declara una matriz  $\mathbf{H}$  de soluciones óptimas con  $\dim\{\mathbf{H}\}_{3 \times n}$ . Cuando se encuentra una solución  $\beta_i$  óptima, ésta se almacena en la matriz y se pone a uno la posición correspondiente del vector  $\mathbf{k}$ .
- En la primera iteración se recorre todo el vector. A partir de la segunda, sólo aquellas posiciones no óptimas.
- Finalmente, a partir de todos los valores óptimos almacenados se realiza la estimación del valor más probable, según el TLC, consiguiéndose el resultado final.

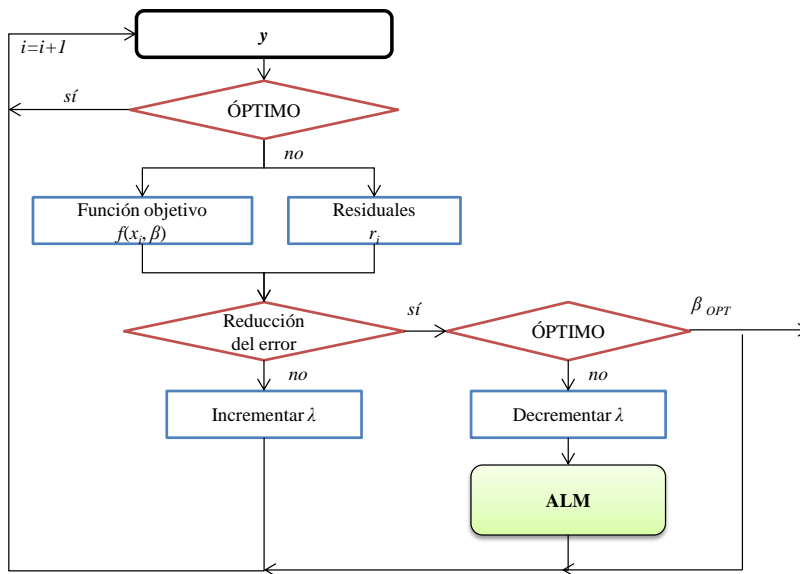
En la Figura 6.5 se puede observar el diagrama de flujo del algoritmo.

El ajuste por mínimos cuadrados basado en el ALM requiere de operaciones multi-acumulativas (MAC, de sus siglas en inglés *Multi Accumulative Operations*), resolu-



ción de derivadas, inversión de matrices y operaciones aritméticas para resolver un proceso iterativo. En el caso de la implementación *software*, se ha activado la unidad de coma flotante para optimizar los cálculos. Para la *hardware*, se extraen los operadores de la librería *floating\_point\_v5.0* de *Xilinx*. El propio *ImpulseC* realiza la llamada a *CoreGenerator* cuando el diseño se sintetiza en el entorno de EDK o de ISE. De este modo se generan los *cores*. En ambos casos las operaciones hacen uso de precisión simple y doble.

Además del algoritmo de resolución, se han implementado las siguientes funciones. A partir de su denominación se deduce su funcionalidad. Se indica la precisión necesaria para los cálculos. En todas ellas el código se ha paralelizado para ejecutar las funciones en el menor número de ciclos permitido. Esto conlleva incrementar los recursos necesarios, pero consigue optimizar los tiempos de ejecución. Por su parte, se hace uso de las funciones diseñadas para el EMV para el cálculo de la media y la desviación.



**Figura 6.5** Diagrama de flujo para resolución del ALM. En cada iteración se evalúa el dato de una posición del vector. En el caso de que éste no tenga una solución óptima se resuelve el algoritmo. La optimización se acepta o se rechaza dependiendo de si se ha conseguido o no una reducción en el error.

- *Calcula\_jacobiano (simple).*
- *Multiplifica\_jacobiano (doble).*
- *Función\_objetivo (simple).*
- *Calcula\_error (simple).*
- *Calcula\_determinante (doble).*
- *Calcula\_matriz\_inversa (doble).*
- *Calcula\_delta (doble).*

### **6.3.5 Comparación de las prestaciones y recursos utilizados**

Los algoritmos se evalúan con dos placas de evaluación fabricadas por *Xilinx*:

- 1) EMV: ambos diseños se implementan en la placa propuesta inicialmente, Spartan3A-DSP.
- 2) ALM: el diseño *software* se puede implementar en la Spartan 3A-DSP. Por el contrario y como era esperado, la cantidad de recursos necesarios no permite implementar el diseño *hardware* en la placa inicial. Por ello, se utiliza una placa de evaluación con FPGA de mayores prestaciones, Virtex6, del mismo fabricante (Xilinx9, 2011).

Respecto a los relojes del sistema, en la ejecución del EMV se han encontrado restricciones temporales (*time constraints*), debidas a la alta paralelización y a la latencia de las operaciones. Para relajarlas se configura el reloj del bloque *hardware* dedicado a la resolución de las técnicas de procesado con una frecuencia de 62,5 MHz. El resto de bloques funciona con frecuencia de 90 MHz. Por los mismos motivos, el ALM también presenta restricciones. Se relajan configurando el reloj del bloque *hardware* para técnicas de procesado a 100 MHz. El del resto del sistema funciona con la máxima frecuencia permitida por  $\mu\text{B}$  para esta placa, 150 MHz.

Los relojes utilizados quedan resumidos en la Tabla 6.2. Los espacios en blanco son los que no se han implementado, bien porque los recursos disponibles no lo han hecho necesario, bien porque su limitación no lo ha permitido. En la Tabla 6.3 se exponen los recursos utilizados, mientras que en la Tabla 6.4 se recogen los operadores necesarios para cada método y su precisión.

**TABLA 6.2** RELOJES DEL SISTEMA

	Spartan3A-DSP		Virtex6	
	SW	HW	SW	HW
EMV	90 MHz	62,5 MHz	--	--
ALM	90 MHz	--	150 MHz	100 MHz

**TABLA 6.3** UTILIZACIÓN DEL HW EN TÉRMINOS DE SLICES OCUPADAS Y BLOQUES DSP

	Plataforma	Slices Ocupadas	Bloques DSP
EMV	Spartan3A-DSP	16640 (28%)	84 (16%)
ALM	Virtex6	37680 (42%)	768 (79%)

**TABLA 6.4** RESUMEN DE OPERADORES HARDWARE

Operador	EMV	n° bits	ALM	n° bits
Multiplicadores	--	--	43	64
	4	32	19	32
Sumadores	12	32	23	64
	2	9	13	32
Divisores	--	--	10	64
	5	32	7	32
Comparadores	--	--	--	--
	7	32	8	32

## 6.4 Análisis de resultados

Finalizado el diseño de los algoritmos, en esta última sección del capítulo se exponen sus resultados, así como la metodología seguida para el análisis de los mismos.

### 6.4.1 Metodología

En el Capítulo 5 se detallaron los resultados esperados. En el presente capítulo, éstos se comparan con los obtenidos a partir de la implementación de ambas técnicas.

- 1) En el caso del EMV la comparación es directa, pues el algoritmo desarrollado se corresponde en todos los entornos (Matlab,  $\mu$ B e ImpulseC).
- 2) Por su parte, los resultados obtenidos con el ALM se evalúan en primera instancia con un comando de Matlab específico basado en este algoritmo, *nlinfit* (*non linear regression fit*). Posteriormente, se desarrolla un diseño del algoritmo también en el mismo entorno (descrito en la Sección 6.3.4). Esta solución es la que finalmente se ha implementado en el dispositivo FPGA.

Por tanto, en este caso se comparan los resultados obtenidos a partir de un entorno cuyos resultados se saben fiables y que se han fijado como referencia, frente a los obtenidos con el algoritmo implementado.

Para llevar a cabo una comparación fiable es necesario utilizar los mismos datos en bruto para todos los casos. Éstos se adquieren *offline* en un banco de pruebas con una fuente de Sr-90 de 33 MBq. Posteriormente se procesan en la FPGA.

Las variables de análisis son:

- Rango de SNR entre 4 dB y 50 dB.
- Rango de  $n$  entre 8 y 100 muestras.

La toma de resultados permite valorar:

- 1) La estimación posicional realizada por cada método.
- 2) La optimización conseguida en cuanto a resolución espacial.
- 3) Las posibles pérdidas de precisión en la realización de los cálculos.
- 4) Los tiempos de ejecución.
- 5) La convergencia del ALM.
- 6) La frecuencia de realización de las estimaciones posicionales.

### **6.4.2 Resultados del EMV**

Según la metodología propuesta, se recogen los resultados obtenidos a partir de la implementación en cada uno de los entornos mencionados. Las muestras se adquieren para distintos tiempos de integración de la carga, correspondientes con el rango de SNR expuesto. Concretamente, los datos mostrados en la Tabla 6.5 son los obtenidos al evaluar una población de  $n=50$  muestras por píxel y un área de influencia de quince píxeles.

Obsérvese la concordancia entre los resultados obtenidos al realizar la estimación, tanto en lo referente a la posición, como a la resolución espacial.

TABLA 6.5 RESULTADOS DE LAS PRUEBAS CON EL EMV

Tiempo de Integración	SNR (dB)	Distancia del origen en mm			Resolución en mm		
		Matlab	SW	HW	Matlab	SW	HW
1 s	50	75,92	75,92	75,92	0,07	0,07	0,07
500 ms	44	75,88	75,88	75,88	0,08	0,08	0,08
300 ms	39	75,91	75,92	75,92	0,10	0,10	0,10
100 ms	33	75,85	75,86	75,86	0,13	0,13	0,13
500 $\mu$ s	4	76,06	76,06	76,06	0,29	0,29	0,29

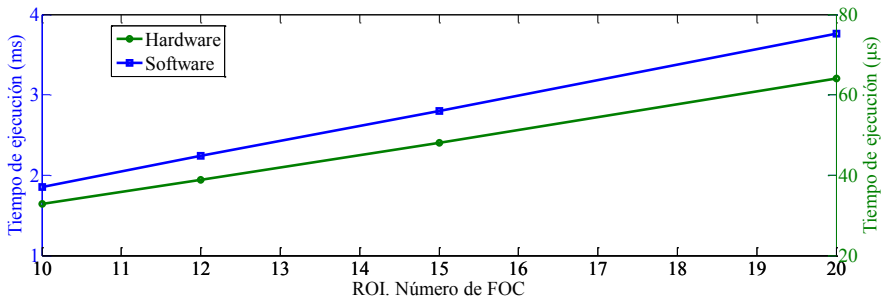
Asimismo, se han medido los tiempos de ejecución comparando las implementaciones *software* y *hardware*. Los resultados de la Figura 6.6 muestran la evolución lineal del tiempo empleado para llevar a cabo la estimación con el incremento de la zona de influencia y, por tanto, con la cantidad de datos a procesar. La gráfica recoge los tiempos de procesado hasta el área máxima establecida.

Se comprueba una pendiente (casi) equivalente para ambas implementaciones. Igualmente, se desprende que los tiempos de ejecución *hardware* son un orden de magnitud menor que los *software*. A partir de los resultados se puede concluir que:

- 1) Tomando como referencia los resultados obtenidos en Matlab y tras cotejarlos con los mostrados en la Tabla 6.5, se comprueba que no se pierde precisión en la realización de los cálculos con las implementaciones realizadas en dispositivo FPGA, al menos, hasta el segundo decimal, es decir, hasta un orden de magnitud por debajo de la resolución máxima establecida en la Sección 5.5.
- 2) Respecto a la estimación de la posición de máxima interacción haz-detector, así como a la resolución conseguida, se han obtenido resultados equivalentes.
- 3) En contra de lo esperado, los tiempos de ejecución del diseño *software* ( $t_{SW-EMV}$ ), permiten realizar un procesado *online* y en tiempo real. Con  $n=50$  muestras y para el área de influencia máxima, se obtiene un  $t_{SW-EMV} < t_{EMV}$ , ya que el primero se encuentra cerca de 2 ms por debajo del disponible para realizar la estimación (ver Sección 6.2.1).
- 4) El tiempo de procesado con la implementación *hardware* ( $t_{HW-EMV}$ ) es del orden de las decenas a las centenas de microsegundos. Éste se encuentra, al menos, 15 veces por debajo del necesario para realizar un solo proceso de escaneado. Así, cumple holgadamente con las restricciones. Se consigue una mejora por un factor  $\sim 45$  con respecto al  $t_{SW-EMV}$ .

De este modo, se valida la correcta implementación de los algoritmos debido a:

- La concordancia con los resultados esperados.
- El cumplimiento de las especificaciones en cuanto a las restricciones temporales.
- El cumplimiento de las especificaciones en cuanto a recursos empleados.



**Figura 6.6** Tiempos de ejecución del EMV para un tamaño muestral de  $n=50$  muestras por píxel. La gráfica recoge los tiempos de ejecución de las implementaciones software y hardware, y su incremento lineal con el tamaño de la ROI.

### 6.4.3 Resultados del ALM

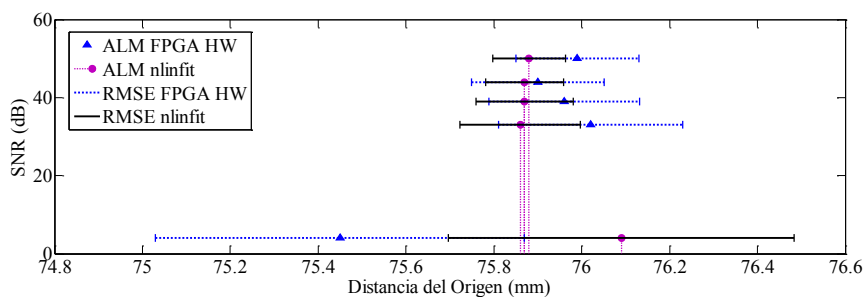
Al igual que se ha hecho con el análisis del EMV, y siguiendo la metodología propuesta, en la Tabla 6.6 se detallan los resultados de implementación obtenidos en cada uno de los entornos. Además, se ha añadido una columna en la que se muestran los obtenidos con el comando *nlinfit*. Por su parte, la que tiene como encabezado Matlab se corresponde con los esperados. Así, se puede realizar la comparación entre los primeros y los conseguidos con el método de diseño propuesto.

En la Figura 6.7 se recogen y grafican algunos de los datos de la misma Tabla 6.6 para un mejor análisis. Concretamente, se han representado los resultados obtenidos a partir de las estimaciones posicionales con *nlinfit* frente a los de la implementación *hardware*. El motivo es que, como se puede observar, existen diferencias entre las estimaciones realizadas con uno y otro método. Pese a ellas, en ambos casos sus

valores se encuentran muy cercanos. De hecho, están a una distancia menor que la propia resolución de cada una, la cual se ha fijado a partir del error en el ajuste ( $\epsilon_3$ ). Así se puede advertir que, a pesar de no ser exactas, la dispersión de una recoge los valores más probables de la otra (y viceversa). En el siguiente apartado se prosigue con este análisis.

**TABLA 6.6 RESULTADOS DE LAS PRUEBAS CON EL ALM**

Tiempo de Integración	SNR (dB)	Distancia del origen en mm				Resolución en mm			
		Matlab nlinfit	Matlab ALM propuesto	SW	HW	Matlab nlinfit	Matlab ALM propuesto	SW	HW
1 s	50	75,88	75,99	75,98	75,99	0,08	0,14	0,14	0,14
500 ms	44	75,87	75,91	75,90	75,90	0,09	0,14	0,14	0,14
300 ms	39	75,87	75,96	75,93	75,95	0,11	0,16	0,16	0,16
100 ms	33	75,86	76,02	76,01	76,01	0,14	0,21	0,21	0,21
500 $\mu$ s	4	76,09	75,45	75,46	75,46	0,38	0,39	0,39	0,39



**Figura 6.7** Resultados de estimación de la posición de máxima interacción con la herramienta de Matlab basada en el ALM, nlinfit, frente a la implementación hardware del ALM en FPGA. Se pueden observar las diferencias en los resultados en ambos entornos. Aunque la estimación de los valores más probables no es exactamente equivalente, cabe destacar que los de una estimación entran en el margen de error de la otra y viceversa, representado este margen con líneas horizontales.

Por otra parte, se han medido los tiempos de ejecución de cada paso de iteración. Los resultados se muestran en la Tabla 6.7. Si se compara el tiempo de ejecución requerido para llevar a cabo la estimación posicional a partir de la implementación *hardware* del algoritmo frente a la *software* desarrollada en la misma placa, Virtex6, se puede observar cómo éste se decrementa en un factor 15. Si por el contrario se compara con el implementado en la placa de valuación inicial, Sparta3A-DSP, de menores prestaciones, lo llega a decrementar hasta en un factor 40. Se deduce una optimización muy significativa de este parámetro.

**TABLA 6.7** TIEMPOS DE EJECUCIÓN DEL ALM

	Software	Hardware	Factor incremento
Spartan3A-DSP	< 700 ms	--	x 40
Virtex6	< 270 ms	< 18 $\mu$ s	x 15

Respecto a la convergencia del algoritmo diseñado, con su evaluación inicial se concluía una media de cinco iteraciones para llevar a cabo la optimización. Con las aportaciones realizadas se fija un número máximo de tres iteraciones. En efecto, la estimación del valor posicional más probable a partir de los resultados óptimos almacenados, permite limitar las iteraciones totales. Se consigue la convergencia en un número de pasos de iteración menor que el nombrado en la ecuación (6.1) ya que, según lo expuesto, de la segunda iteración en adelante no se analizan las posiciones con soluciones óptimas, disminuyendo el tamaño de  $\mathbf{y}$  tras cada una.

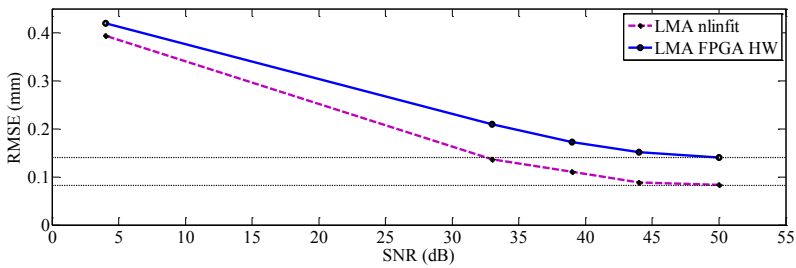
$$N_{\text{pasos de iteración}}^{\circ} < 3 \cdot \text{long}\{\mathbf{y}\} \quad (6.1)$$

Por contra, el incremento en la velocidad de convergencia supone pérdidas en la precisión. Un ejemplo son los resultados mostrados en la Figura 6.8 donde se han representado explícitamente los valores de resolución alcanzados con la implementación *hardware*, comparándolos con la obtenida a partir del comando *nlinfit*. Se deduce que para valores de SNR bajos, las diferencias no son significativas y ambos consiguen las mismas prestaciones. Analizando los resultados para valores de SNR mayores, y bajo las condiciones de medida más desfavorables para la implementación propuesta, se tiene una reducción de la resolución espacial en un factor 1,4,

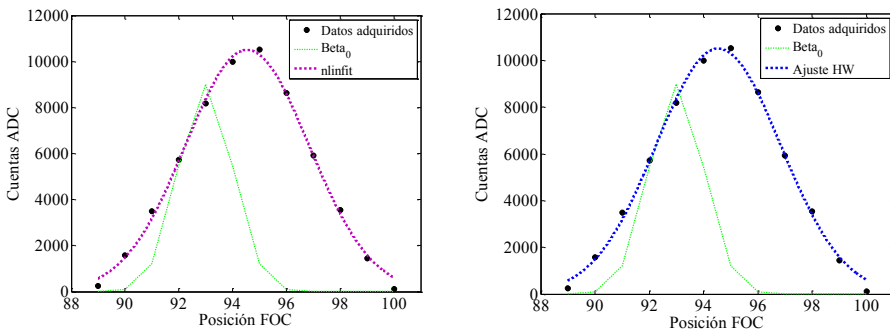


expresado en términos relativos, o una resolución  $40 \mu\text{m}$  menor, en términos absolutos. Esto significa una reducción porcentual del 5% con respecto de la escala de medida total.

Por último, con la Figura 6.9 se pueden comparar los ajustes realizados para una misma suposición inicial  $\beta_0$ , representada con una línea verde punteada. Se observa cómo ambos métodos se aproximan a un modelo  $f(x, \beta)$  que se ajusta de forma muy similar a los datos adquiridos.



**Figura 6.8** Resultados de estimación de la posición con la herramienta de Matlab basada en el ALM, nlinfit, frente a la implementación hardware del ALM en FPGA. Se muestran las pérdidas cuantitativas de resolución, en torno al 5% ( $40 \mu\text{m}$ ) con respecto a la escala de medida total ( $800 \mu\text{m}$ )



**Figura 6.9** Comparación de la convergencia de nlinfit, herramienta de Matlab basada en el ALM (izquierda) frente a la implementación hardware del ALM en FPGA (derecha) para una misma suposición inicial  $\beta_0$  (línea punteada en verde).

Con todo, se concluye que:

- 1) Tomando como referencia los cálculos realizados con Matlab, no se tienen pérdidas de precisión en los mismos, al menos, hasta el segundo decimal.
- 2) En cuanto a los resultados, existen diferencias entre los del algoritmo que propone Matlab y los obtenidos a partir de la implementación en FPGA. Sin embargo, se corrobora la equivalencia entre los del diseño propuesto tanto en Matlab como en FPGA. En concreto, se consigue un incremento de resolución en un factor aproximado de 2 a 6 veces para el rango de SNR propuesto. Aunque éste resulta ser menor que el expuesto en el Capítulo 5, cumple con los objetivos iniciales.
- 3) El algoritmo diseñado en FPGA tiene mayor velocidad de convergencia. Se establece un máximo de 3 iteraciones, frente a una estimación media de 4,5 iteraciones de *nlinfit* para los mismos datos utilizados en el estudio.
- 4) Como era esperado, los tiempos de ejecución *software* ( $t_{SW-ALM}$ ) no cumplen con las limitaciones más restrictivas que impone un modo de procesado continuo.
- 5) Los tiempos de ejecución *hardware* sí las cumplen, ya que de acuerdo con la ecuación (6.1) y los datos mostrados en la Tabla 6.7, se tiene que  $t_{HW-ALM} < t_{ALM}$ . Se consigue un incremento con respecto al diseño *software* por los factores mostrados en la misma tabla.

Finalmente, apuntar:

- La correcta implementación del ALM en FPGA.
- El cumplimiento de los objetivos de resolución.
- El cumplimiento de las restricciones temporales.
- La necesidad de un dispositivo con mayores prestaciones que el planteado inicialmente.

#### **6.4.4 Comparación de técnicas de procesado**

Los resultados de implementación recogidos en la Tabla 6.5 y Tabla 6.6 muestran la estimación posicional obtenida con cada método a partir de los mismos datos en bruto y su resolución espacial.

Primero se lleva a cabo la comparación con respecto al primero de los parámetros mencionados: la estimación posicional. En el caso del EMV cabe destacar la coincidencia en los cálculos realizados por los tres entornos. Este hecho permite validar su correcta implementación. Por su parte, para el ALM se comprueba la misma equivalencia. Sin embargo, cuando los datos se comparan con los del comando *nlinfit*, estimador que se ha propuesto como referencia, se aprecia que son distintos.

Efectivamente, la herramienta de Matlab para resolución de regresiones no lineales, no proporciona resultados iguales que los del diseño propuesto. Se debe básicamente a que, este comando, añade mecanismos de optimización adicionales y, por tanto, el método de resolución no es exactamente el mismo. De ahí las diferencias, pese a que los dos están basados en el ALM. En cualquier caso y como se ha expuesto, los resultados cumplen con los objetivos, por lo que son satisfactorios.

Surge la cuestión de verificar si, en efecto, las estimaciones posicionales realizadas son fiables. Para corroborarlo se compara la realizada por el EMV con la del ALM, tanto para el diseño propuesto como para la referencia mencionada, así como las propias del ALM entre sí. La razón está basada en que la posible coincidencia de resultados permite validarlos o descartarlos. Se prescinde de la medida para la SNR de 4 dB, cercana al nivel de ruido, por su menor precisión, así como también lo es su resolución, siendo por tanto menos indicada para llevar a cabo la comparación.

- 1) EMV vs *nlinfit*: las estimaciones difieren para cada dato de SNR en menos de 40  $\mu\text{m}$ , respectivamente. Este valor se encuentra por debajo de la resolución obtenida en un factor superior a 2. Consecuentemente, las optimizaciones predicen una posición de interacción dentro del margen de error establecido según ambos métodos.
- 2) EMV vs ALM: aunque la diferencia entre las estimaciones es mayor en este caso, los valores más probables quedan recogidos dentro del rango de error fijado según los resultados de optimización con cada método.
- 3) ALM vs *nlinfit*: Las mismas apreciaciones se pueden realizar en este caso (ver Figura 6.7).

Se comprueba que los tres métodos realizan estimaciones sobre la posición del punto de máxima interacción más probable que se encuentran dentro del rango de error establecido por cada una de las optimizaciones, lo cual sirve como indicativo para verificar los resultados obtenidos.

En cuanto a la valoración del segundo de los parámetros, la resolución, se engloba en uno de los siguientes puntos, en los que se comparan el resto de características de cada técnica y se especifican las prestaciones conseguidas. Se puede afirmar lo siguiente:

- Los recursos necesarios para la implementación *hardware* del EMV son menores que para el ALM. Esto influye directamente en el coste. Por este motivo y en este sentido, el primero demuestra ser una solución más viable.
- Ambas técnicas cumplen con el objetivo de resolución espacial. Se consigue un incremento de la misma, proporcionando en ambos casos el parámetro posicional con una resolución por debajo de los  $\pm 200 \mu\text{m}$ . El diseño *hardware* del EMV presenta ligeramente mejores prestaciones que el del ALM. Así, el primero la incrementa hasta en un factor 8 (aprox.), frente al factor 6 conseguido con el segundo bajo las condiciones de medida más favorables.
- Por contra, el número mínimo de muestras necesarias para realizar la optimización con el ALM es menor que para el EMV, lo que le permite operar en un modo de funcionamiento continuo incluso bajo las condiciones temporales más restrictivas. Esto no es posible con el EMV ya que necesita adquirir muestras durante varios procesos de escaneado antes de llevar a cabo una estimación posicional.
- Los tiempos de procesado de datos están limitados por los tiempos de adquisición. Es por esto que el tiempo disponible para ejecutar el EMV es mayor que para el ALM. A partir de ellos, se puede obtener la frecuencia con la que es posible proporcionar el parámetro posicional. En concreto, si denominamos  $f_E$  al número de estimaciones por segundo (frecuencia de estimación), se establecen unos valores máximos de:  $f_{ALM} \cong 900$  estimaciones/s frente a  $f_{EMV} \cong 150$  estimaciones/s. Es necesario apuntar que esta frecuencia es inversamente proporcional al TI. Las magnitudes estimadas son ciertas bajo las condiciones más restrictivas, por ejemplo para TI menores que 1 ms. Para TI mayores se estiman valores de  $f$  menores. En consecuencia, este parámetro depende directamente de la energía absorbida por las FOC y, por tanto, de la fuente y su luminosidad.
- En lo referente a los tiempos de ejecución se concluye que ambos métodos cumplen con las restricciones temporales. Tanto la implementación *software* como la *hardware* del EMV se presentan como soluciones viables. Por su parte, sólo la implementación *hardware* del ALM se ajusta al tiempo mínimo disponi-

ble para el procesado. Mientras, la *software* funciona correctamente en las dos placas de evaluación utilizadas en el estudio y sólo es viable en el caso de que las restricciones temporales de la propia aplicación permitan su utilización.

- Por último y respecto al mismo parámetro de análisis que en el anterior punto, indicar que el tiempo ejecución del EMV es menor que el del ALM. No obstante, el tiempo de adquisición necesario para cada método restringe esta ventaja, no siendo enteramente aprovechable.

Con el trabajo de implementación es posible validar o rechazar las suposiciones iniciales. En primera instancia se ha hecho un análisis de las limitaciones de ambas técnicas y se ha evaluado la conveniencia de cada una de ellas, que queda resumida en la Tabla 6.1. Tras el estudio, se corroboran las valoraciones realizadas en su totalidad.

Por otra parte, es importante señalar la necesidad de efectuar un estudio más concreto de las características de cada aplicación para implementar uno u otro método en cada caso.

#### **6.4.5 Valoración de las HLST**

En este apartado se realiza una valoración de las HLST, teniendo en cuenta los resultados que se han obtenido a raíz de implementar el diseño *hardware* de las técnicas de procesado con estas herramientas.

El primer parámetro bajo análisis es el tiempo de desarrollo necesario. Es difícil evaluar de forma objetiva su optimización en términos absolutos, pues es altamente dependiente del grado de conocimientos que presenta cada programador. Es posible realizarlo en términos relativos, pero uno de los objetivos ha sido el estudio de una alternativa al diseño con VHDL, por lo que no se proporciona este factor. No obstante, se puede afirmar que se ha estimado una reducción de tiempo más que considerable. Una vez conocidas las particularidades de la programación del nuevo entorno y sus posibilidades, el tiempo empleado para la implementación es comparable al que se emplea para un desarrollo *software* con lenguaje de alto nivel, aunque ligeramente superior, ya que tiene un mayor grado de dificultad. Por tanto, es posible estimar la optimización atendiendo a las capacidades del programador, si se tiene en cuenta el coste de un diseño como el propuesto frente a uno en VHDL.

El segundo es el grado de optimización conseguido. Una de las reticencias que han demostrado algunas valoraciones sobre estas herramientas, es el poco control que se tiene sobre la generación del *hardware*. Efectivamente, esta circunstancia se presenta como un hándicap. Por otra parte, es cierto que esto ocurre igualmente con otros compiladores de muy alto nivel, como los empleados para los microcontroladores y, pese a ello, el grado de optimización resulta ser elevado en la mayoría de casos. Es incluso lógico teniendo en cuenta que se eleva el nivel de abstracción, siendo ésta una consecuencia directa. Es seguro que un programador experto puede desarrollar un diseño muy optimizado o distribuido óptimamente según los recursos del dispositivo. También es cierto que, como se ha expuesto, estudios realizados estiman iguales (Ber1, 2010) o mayores prestaciones (*Xilinx*) con las HLST. De nuevo, resulta ser un parámetro cuyo análisis presenta cierta relatividad. Se puede concluir que existen circunstancias en las que estas herramientas son convenientes, como cuando el tiempo disponible para realizar el diseño está limitado por los del proyecto o cuando se trata de un algoritmo de implementación crítica.

En definitiva se concluye que:

- Consiguen una reducción de los tiempos de desarrollo.
- Un alto grado de optimización.
- Son viables, ya que se han conseguido los resultados esperados tal y como se ha demostrado en este trabajo.
- Se realiza la valoración personal de que, previsiblemente, su uso adquirirá mayor importancia cuando se llegue a una estandarización.

## **6.5 Aportaciones del capítulo**

En este capítulo se ha llevado a cabo la implementación *hardware* de las técnicas de procesado propuestas en FPGA. Para ello se ha hecho uso de una herramienta de síntesis de alto nivel, Impulse C. De los buenos resultados obtenidos se concluye que la HLST evaluada cumple con las expectativas ya que, efectivamente, proporciona una interfaz de alto nivel que simplifica la tarea de implementación y reduce los tiempos de diseño de forma satisfactoria.

Los resultados confirman la correcta implementación y la viabilidad de ambas técnicas, cumpliendo el objetivo cuantitativo de incremento de resolución espacial de un hodoscopio de alta precisión basado en FOC y aumentando sus prestaciones.

Por último, señalar que las diferencias encontradas entre ambas demuestran que son dos métodos alternativos, aunque complementarios, para realizar un tratamiento de datos *online* y en tiempo real. La idoneidad de uno u otro para una aplicación depende de sus características.





# Capítulo 7

## Conclusiones y líneas futuras

---

*En este capítulo se resumen las conclusiones obtenidas a partir de la investigación realizada en este trabajo. Se citan las aportaciones derivadas del mismo. Por último, se detallan las líneas de estudio futuras.*

---



## 7.1 Conclusiones

En este apartado se realiza un análisis final de los resultados conseguidos en este trabajo, para exponer finalmente sus conclusiones.

### 7.1.1 Análisis final del trabajo realizado

A partir de un prototipo de hodoscopio de alta resolución basado en tecnología de FOC, se marcan dos objetivos principales: el estudio del diseño electrónico para lectura de su señal de luz con una matriz de fotodiodos de silicio, y la implementación de técnicas de procesamiento de señal en dispositivos FPGA para incrementar sus prestaciones de resolución espacial.

Tras la realización del trabajo se validan los objetivos iniciales.

Con respecto al primero, las pruebas de funcionamiento y experimentales con fuente radiactiva demuestran la viabilidad del detector optoelectrónico propuesto, Hamamatsu S8866-128-02, formado por una matriz con una fila de 128 fotodiodos de silicio, para llevar a cabo el *read-out* y lectura de señal de un prototipo de hodoscopio de alta resolución con un plano de detección.

La electrónica a semi-medida propuesta para control y digitalización de datos basada en un dispositivo de diseño *hardware*, FPGA Spartan3A-DSP y Avnet I/O Module, junto con un módulo integrador de carga Hamamatsu C9118-01, se justifica como una solución factible y económica para completar el diseño *read-out*, a la vista de los buenos resultados obtenidos en cuanto a:

- Nivel de pedestal constante con el TI, en torno a los 80 mV (700 cuentas ADC).
- Nivel de ruido constante con el TI, por debajo las 30 cuentas ADC en BG (~4 mV) y de las 50 cuentas de ADC en AG (~6 mV).
- Error de linealidad <0,6%, alta linealidad con el TI.

- Relación SNR, lineal con el TI.
- Umbral de sensibilidad de los fotodiodos, en torno al millar de fotones.
- Niveles (casi) despreciables de *crosstalk* de luz.

Las afirmaciones previas son ciertas estableciendo un límite superior para el TI de dos segundos, sobre el cual se han encontrado niveles de ruido anormalmente altos. Este hecho no presenta restricciones para la utilización del detector, ya que se estiman tiempos de funcionamiento menores. Además, esta limitación es conocida de antemano, a raíz de las especificaciones del fabricante.

Se concluye la viabilidad de la propuesta de diseño electrónico en fase de investigación y se razona que, una electrónica a medida basada en los componentes propuestos (detector, convertidor y dispositivo de control), puede llegar a incrementar en algunos casos sus prestaciones, como reducir los niveles de ruido expuestos.

La validación razonada gracias a los resultados de las pruebas mencionadas, que fueron expuestas en el Capítulo 3, queda enteramente justificada con el trabajo de simulación de procesos Monte Carlo detallado en el Capítulo 4. En él, se ha llevado a cabo un modelado del prototipo y se han descrito las particularidades de las pruebas de simulación, en correspondencia con las de las propias pruebas reales.

Para llevar a cabo la comparación entre ambas, se ha propuesto una estandarización de los resultados. A partir de ésta, se ha cotejado el número de fotones incidentes en el fotodetector como respuesta a un número de electrones incidentes en cada una de las FOC. Así, de las simulaciones se estima una  $REF_{(S)}$  constante de aproximadamente 18 fotones por electrón, frente a una  $REF_{(R)}$  comprendida entre los 12 y 18 fotones por electrón. A pesar de que la relación real no ha presentado la misma constancia en los resultados que la simulada para toda la zona de influencia, se destaca la proximidad entre los valores de las magnitudes estimadas y el hecho de que las relaciones se encuentren en ambos casos dentro de un mismo orden de magnitud. Esto ha permitido dar coherencia a las pruebas realizadas y, con ello, a demostrar el primer objetivo de este trabajo.

Los buenos resultados de simulación, la variedad de campos de aplicación y posibles configuraciones que permiten conformar un sistema de posicionamiento como el estudiado, son el motivo por el cual se han modelado las simulaciones adicionales detalladas en el mismo Capítulo 4. De ellas se obtienen unas primeras conclusiones que abren las puertas a trabajos futuros y que han permitido, principalmente, prever la viabilidad del hodoscopio:

- En otras aplicaciones, como la detección de protones.
- Con otras configuraciones, como dos planos de detección  $(x, y)$ .

Además, se ha dado un primer paso hacia un estudio posterior de estimación de la posición de incidencia, al valorarse la posible influencia en la producción de luz por parte de una FOC, en función de la posición de interacción de una partícula en distintas posiciones de una misma fibra. Se deduce que ésta es de pequeña magnitud para partículas de altas energías y se concluye que es directamente proporcional a este parámetro.

La segunda parte del trabajo se ha encaminado a la aplicación de técnicas de procesamiento a los datos adquiridos con el prototipo, con el fin de incrementar su resolución espacial. Se marca un objetivo que fija este parámetro por debajo de las 200  $\mu\text{m}$ .

Se han evaluado dos métodos: el EMV y el ALM, cuyos resultados se han detallado en el Capítulo 5.

El EMV se ha empleado tradicionalmente en aplicaciones de física nuclear y de partículas. Por este motivo y dadas las características de la instrumentación bajo estudio, se selecciona por ser considerada una técnica muy apropiada para la finalidad que se persigue en esta aplicación. Se ha llevado a cabo un análisis a los datos en bruto adquiridos con el detector y, en primera instancia, se valoran los resultados obtenidos a partir de un tratamiento *offline* de los mismos en procesador externo (PC). El estudio concluye un incremento de las prestaciones del dispositivo, siendo éste dependiente del número de muestras por píxel y de la SNR de salida. En concreto, se ha fijado el número mínimo necesario para llevar a cabo la estimación posicional  $n \geq 50$  muestras. Asimismo, se ha conseguido un incremento de resolución por un factor aproximado de 2,5 a 8 veces para un intervalo de SNR comprendido entre los 10 dB y los 50 dB. En correspondencia con este rango, el EMV alcanza una resolución en torno a las  $\pm 100 \mu\text{m}$ .

El ALM, aunque más complejo, se conoce por su fiabilidad y buenos resultados en distintas aplicaciones. Por este motivo y con el fin de valorar qué optimización puede aportar a una instrumentación como la tratada, se evalúa llevando a cabo un análisis equivalente al anterior a partir de los mismos datos en bruto. Se concluye que cumple con los objetivos de resolución espacial con las mismas garantías que el EMV, consiguiéndose cuantitativamente las mismas prestaciones. La diferencia principal para un análisis *offline* como el elaborado es el número de muestras nece-

sario que, en este caso, se fija como  $n \geq 8$  muestras. Éste se corresponde con el máximo tamaño muestral que es posible adquirir en cada proceso de escaneado, de acuerdo con los tiempos de funcionamiento del detector. Efectivamente, esta circunstancia supone una ventaja, ya que permite un modo de funcionamiento continuo con el que, presumiblemente, es posible proporcionar la estimación posicional tras cada uno de estos procesos.

Las pruebas realizadas han demostrado que es posible garantizar la mencionada resolución de  $\pm 100 \mu\text{m}$  con ambos métodos. Por otra parte, es importante señalar que, en algunos casos, se ha comprobado que es posible conseguir incluso mayores prestaciones y que, por lo general, éstas resultan ser ligeramente superiores al aplicar el EMV a los mismos datos en bruto. De este modo, la resolución indicada es una magnitud orientativa. El cálculo del error de la estimación (caso del EMV), o del RMSE del ajuste (caso del ALM), es el que va a determinar la precisión conseguida tras la optimización de unos datos concretos.

Se han encontrado algunas diferencias entre los métodos y se han estimado otras, como el coste computacional, el tiempo de ejecución o el tiempo de desarrollo de cada uno. Éstas no son destacables para el tipo de análisis realizado en la valoración inicial, por lo que en este aspecto, ambos se concluyen como igualmente válidos.

Por otra parte, una de las metas ha sido proporcionar la posición de interacción haz-detector con alta resolución y en tiempo real, haciendo uso del diseño electrónico propuesto, estudiado y validado previamente y, por tanto, sin ayuda de procesadores externos. Por este motivo, las diferencias mencionadas sí han resultado ser de importancia para llevar a cabo una implementación *hardware* en dispositivo FPGA.

Tras realizar un estudio de las limitaciones y restricciones que supone la implementación *hardware* de cada técnica, así como de sus fortalezas y debilidades en función de las características de cada aplicación, se razona que, llegado el caso, tanto la una como la otra puede resultar conveniente. Por ello, se han implementado ambas.

Debido a la dificultad y tiempo de desarrollo que requiere el ALM, y según los motivos expuestos en el Capítulo 6, se ha hecho uso de una HLST, Impulse C, para realizar el diseño *hardware*.

El trabajo realizado verifica la conveniencia de haber empleado la herramienta de síntesis propuesta. Esto se concluye a raíz de la correcta implementación de los algoritmos, ya que se ha cumplido con las especificaciones. En efecto, a partir de un

lenguaje de alto nivel, se ha elaborado satisfactoriamente la implementación requerida. Esto ha supuesto un menor tiempo de desarrollo y mayor simplicidad. Los resultados obtenidos han verificado las estimaciones previas en cuanto a las limitaciones, restricciones y conveniencia de cada método.

Primero se lleva a cabo el análisis de la implementación del EMV. Resulta ser la técnica ideal para una aplicación de calibrado, en la que el haz ha de incidir en un punto del detector durante un tiempo determinado. En este caso, éste proporciona la estimación posicional con alta resolución, mientras que la característica temporal no es crítica. Su tiempo de ejecución es muy bajo, del orden de las decenas a la centena microsegundos, aunque viene limitado por el tiempo de adquisición de muestras, del orden de los pocos milisegundos. Esto se debe a que requiere de varios procesos de escaneado para adquirir el mínimo fijado en este trabajo, de cincuenta. Se consigue una frecuencia máxima a la que el dispositivo es capaz de proporcionar cada estimación posicional de  $f_{EMV} \cong 150$  estimaciones/s bajo las condiciones temporales de funcionamiento más restrictivas, aunque se ha razonado que este parámetro es inversamente proporcional al TI. Asimismo, los tiempos de ejecución tanto *software* como *hardware* cumplen con las restricciones temporales holgadamente. Por su parte, la disminución del tiempo de ejecución *hardware* frente al *software* en un factor 45 supone, por una parte, un mayor grado de optimización que posibilita, llegado el caso, liberar recursos para llevar a cabo otras tareas de forma concurrente y, por la otra, verifica las ventajas presupuestas de las HLST. Asimismo, se cumple con las limitaciones en cuanto a los recursos empleados ya que, para el diseño, se ha hecho uso de la placa Spartan3A-DSP propuesta inicialmente.

Finalmente, la optimización de resolución conseguida se corresponde con la esperada en términos cuantitativos, llegándose a alcanzar las mencionadas  $\pm 100 \mu\text{m}$ .

En segundo lugar se analiza la implementación del ALM. Éste presenta otras ventajas. Se deduce como la técnica adecuada para aplicaciones con limitaciones temporales más restrictivas o que requieran de un modo de funcionamiento continuo del detector. El hándicap encontrado es el de los recursos necesarios, ya que para su implementación ha sido necesario utilizar una FPGA con mayores prestaciones, Virtex6. El diseño *hardware* se ha llevado a cabo nuevamente haciendo uso de la herramienta de síntesis Impulse C. El algoritmo se ha resuelto tras la evaluación de la mejor opción, teniendo en cuenta las limitaciones de recursos y temporales. El hecho de llevar a cabo el ajuste con una optimización *online* ha reducido el coste

computacional. Asimismo, la aportación sugerida, según la cual se almacena cada uno de los valores óptimos encontrados para, a partir de éstos, estimar el valor de interacción más probable, ha conseguido optimizar la convergencia por debajo de un número de tres iteraciones, frente un mayor número necesario con el resto de diseños y entornos valorados.

La primera consecuencia directa de lo expuesto en el anterior párrafo son los tiempos de ejecución conseguidos. El diseño *hardware* cumple con las limitaciones temporales del sistema más restrictivas posibles para un modo de funcionamiento continuo. En cuanto al *software*, tal y como era esperado, cabe decir que un diseño secuencial para un coste computacional como el realizado, unido a las mencionadas restricciones, descartan su viabilidad, como se ha comprobado en la toma de medidas. No obstante, es importante reseñar que los resultados conseguidos con éste son igualmente válidos, por lo que bajo condiciones de funcionamiento menos restrictivas, también resulta ser un diseño satisfactorio. En definitiva, se consigue una optimización de un factor 15 en los tiempos de ejecución, llegándose a un factor 40 si se compara con los de la placa inicial, de menores prestaciones. Por consiguiente, se alcanza una frecuencia máxima a la que el dispositivo es capaz de proporcionar cada estimación posicional de  $f_{ALM} \cong 900$  estimaciones/s. Finalmente, cabe añadir que este último parámetro sigue la misma relación con el TI que la expuesta para el EMV.

La segunda consecuencia directa son las pérdidas en la resolución espacial que se han encontrado al comparar los resultados de implementación con los fijados como referencia. Éstos se corresponden con los proporcionados por el comando específico de Matlab para realizar ajustes no lineales por mínimos cuadrados, *nlinfit*, basado en el propio ALM. Concretamente, y bajo las condiciones de medida más desfavorables para la implementación propuesta, se tiene una reducción de la resolución espacial en un factor 1,4, expresado en términos relativos, lo que significa una reducción porcentual del 5% con respecto de la escala de medida total. La justificación se ha encontrado en las diferencias existentes entre las resoluciones propuestas para la resolución de cada algoritmo.

Por otra parte, pese a que lo expuesto en el anterior párrafo pueda parecer poco satisfactorio, no lo es en absoluto, sino más bien lo contrario. Es importante remarcar que, al igual que con las limitaciones temporales, se ha cumplido con los objetivos de resolución espacial. Se obtiene que ésta se ve incrementada hasta en un factor 6, aproximadamente.



Se concluye que, bajo las condiciones de medida más favorables, el EMV proporciona ligeramente mejores resultados cuantitativos de resolución espacial. Asimismo, necesita de menores recursos. Por el contrario requiere de un mayor tamaño muestral y, consecuentemente, de un mayor tiempo de procesado. Por su parte el ALM, también cumple con los objetivos de resolución y resulta más adecuado para aquellas aplicaciones con limitaciones temporales más restrictivas. Aunque, por contra, requiere de un dispositivo de mayores prestaciones.

Se demuestra la correcta implementación de ambos métodos con los buenos resultados conseguidos, de acuerdo con las especificaciones. Y se cumple de esta manera el segundo objetivo.

### **7.1.2 Conclusiones del trabajo**

Como resumen del análisis realizado, se extraen las siguientes conclusiones:

- I. Se ha demostrado la viabilidad de la matriz de fotodiodos de silicio Hamamatsu S8866-128-02, para llevar a cabo el *read-out* de la señal de luz proporcionada por un prototipo de hodoscopio de alta resolución, basado en FOC, con un plano de detección. A la vista de los resultados, su utilización con un detector compuesto con dos o más planos se estima de implementación directa.
- II. Las simulaciones Monte Carlo del prototipo, modeladas a la medida de las pruebas experimentales, corroboran sus resultados y dan coherencia a los mismos. Con ellas, queda enteramente validada la propuesta de *read-out*. Además, prevén la viabilidad de un sistema de posicionamiento de dos planos de FOC en aplicaciones con partículas de mayores energías, como los protones.
- III. Los métodos propuestos, el EMV y el ALM, optimizan las prestaciones del dispositivo incrementando su resolución espacial intrínseca hasta en un factor 8 y proporcionando la posición de máxima interacción haz-detector con una precisión en torno a 100  $\mu\text{m}$ , bajo las condiciones de medida más favorables. Se ha demostrado que ambas son soluciones válidas para el sistema de detección y que, en este aspecto, proporcionan resultados equivalentes cuando se lleva a cabo tratamiento de datos *offline* con procesador externo.

- IV. Las implementaciones *software* y *hardware* del EMV cumplen con los objetivos de tiempo de ejecución, recursos necesarios y resolución espacial, realizando un tratamiento de datos *online* y en tiempo real, que es capaz de estimar la posición de máxima interacción haz-detector con una precisión en torno a las 100  $\mu\text{m}$ , cuando se adquiere un tamaño poblacional de  $n \geq 50$  muestras.
- V. La implementación *hardware* del ALM requiere de mayores recursos, pero de un menor tamaño muestral, lo que permite al detector funcionar bajo las limitaciones temporales más restrictivas y en un modo continuo, realizando un tratamiento de datos *online* y en tiempo real, y proporcionando la posición de máxima interacción haz-detector con una resolución incrementada hasta en un factor 6 con respecto a la intrínseca, para un tamaño de  $n \geq 8$  muestras.

## 7.2 Aportaciones

En este apartado se citan las participaciones en congresos y aportaciones derivadas de este trabajo hasta la fecha de depósito de la tesis en Abril de 2013, así como las que se encuentran aceptadas o en fase de publicación.

### 1. Aportaciones a congresos:

- 2010 IEEE, Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference (NSS/MIC/RTSD 2010). Octubre 2010. Knoxville, Tennessee, Estados Unidos. Presentación del póster: “*Evaluation of a Commercial APD Array for a Read-out Detector in a Hadrontherapy Beam Characterization Application*”.
- 2012 IEEE, NPSS Real Time Conference (RT2012). Junio 2012. Berkeley, California, Estados Unidos. Presentación del póster: “*Maximum Likelihood Estimation and Non-Linear Least Squares Fitting with Levenberg-Marquardt Algorithm Implementation in FPGA Devices for High Resolution Hodoscopy*”.
- 2012 IEEE, Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference (NSS/MIC/RTSD 2012). Octubre 2012. Anaheim, California, Estados Unidos. Presentación del póster: “*Simulation Study and Validation of the Read-Out Electronics Design for a High-Resolution Plastic Scintillating Fiber Based Hodoscope for Beam Positioning*”.

Aceptado para presentación en congresos nacionales:

- 2013 SEFM-SEPR, Tercer Congreso Conjunto de la Sociedad Española de Física Médica y la Sociedad Española de Protección Radiológica. Junio 2013. Cáceres, España. Presentación oral: “*Estudio Experimental y por Monte Carlo de un Prototipo de Hodoscopio de Fibras Ópticas para Aplicaciones de Alta Resolución*”.
- 2013 XXXIV, Reunión Bienal de la Real Sociedad Española de Física. Julio 2013. Valencia, España. Presentación oral: “*Study of the Read-out Electronics Design for a High Resolution Hodoscope*”.

2. Publicaciones:

- “*Evaluation of a Commercial PhotoDiode Array for Radiation Detectors Read-out,*” en *The Open Optical Journal, Special Issue on New Optoelectronics*: vol. 5, pp. 62-65, 2011.
- “*Maximum Likelihood Estimation and Non-Linear Least Squares Fitting Implementation in FPGA Devices for High Resolution Hodoscopy,*” en *IEEE Transactions on Nuclear Sciences*, aceptado para publicación en Octubre de 2012.
- “*Simulation Study and Validation of the Read-Out Electronics Design for a High-Resolution Plastic Scintillating Fiber Based Hodoscope,*” en *IEEE Transactions on Nuclear Sciences*, enviado para su publicación en Abril de 2013.

3. Capítulo de libro:

- Libro: “*Data Acquisition Applications*”. Capítulo 11: “*Data Acquisition in Particle Physics Experiments*”, ISBN 978-953-51-0713-2, Publicado: Agosto 23, 2012 bajo la licencia CC BY 3.0. En relación directa con el Capítulo 2 de esta tesis.

### **7.3 Líneas futuras**

El presente trabajo deja abiertas diversas líneas futuras de investigación relacionadas con el campo de la hodoscopia de alta resolución basada en FOC:

- A nivel de posibles configuraciones del hodoscopio, sería interesante implementar un sistema con dos planos de detección compuestos por las 128 FOC que configuran cada uno. En principio y como se ha corroborado con las simu-

laciones, se mantiene la separación propuesta entre fibras, mientras que los planos se orientan perpendicularmente entre sí. Por su parte, es necesario un sistema mecánico que sujete las fibras por sus extremos, pues no pueden estar apoyadas sobre la caja de aluminio con esta configuración. Asimismo, se cree conveniente establecer cierta distancia entre ambos planos para evitar la influencia de la luz del contiguo. En cuanto al *read-out*, la nueva configuración conllevaría la necesidad de incluir en el diseño una segunda matriz de fotodiodos para la lectura de señal del plano adicional, así como otro controlador para dicha matriz. Pese a la inclusión de dos nuevos dispositivos en el sistema, el control se lleva igualmente con uno solo, ya que el escaneado recorre en este caso primero un plano y después el otro. No es necesario añadir pues ni un nuevo sistema de digitalización ni otra FPGA. Con esto se consigue un sistema capaz de proporcionar la estimación posicional en dos coordenadas del espacio. Añadiendo más planos de la misma manera es posible conocer no sólo la posición de interacción, sino inclusive la dirección de la partícula.

- Un trabajo interesante es implementar una electrónica propia con la que reducir el cableado y conexionado de los distintos elementos. Estaría basada en los componentes del diseño utilizados en este trabajo, pues se ha demostrado su viabilidad, aunque cabe la posibilidad de futuros estudios para realizar mejoras. Se cree que se pueden incrementar prestaciones como los niveles de ruido, aumentando de este modo la precisión de las medidas y consiguiendo un dispositivo que proporcione resultados más cercanos al valor exacto. No se ha llevado a cabo en este trabajo, pues no era el objetivo de la tesis, pero se perfila como una solución necesaria para el paso desde la fase de investigación a la de, llegado el caso, desarrollo de un detector para una aplicación concreta.
- En la misma línea, el hecho de añadir nuevos planos puede suponer un estudio de técnicas alternativas para el procesamiento de señal. Por una parte, es posible utilizar los algoritmos implementados de forma independiente en cada plano, con lo que es sabido que se obtienen resultados de garantías. No obstante, cabe la posibilidad de aplicar nuevas técnicas de modelado dentro del campo del aprendizaje automático y valorar así posibles mejoras con respecto a las estudiadas.
- En este trabajo se ha expuesto que un modo para disminuir la influencia de la luz de unas fibras en otras (*crossstalk*), es colocándolas bien con una cierta separación o bien utilizando fibras con doble *cladding*. En cualquier caso y por una

parte, esto supone ventajas, ya que disminuye la denominada influencia de luz, pero por la otra, también supone una menor resolución intrínseca, al estar las fibras a una mayor distancia. Así, llevar a cabo un estudio que determine la distancia óptima entre fibras que minimice el *crosstalk* y maximice la resolución, es de especial interés para optimizar la estimación posicional.

- Finalmente, tras el trabajo de simulación se propone la verificación experimental del sistema con una fuente de protones. La difícil accesibilidad a este tipo de instalaciones y la poca cantidad de éstas en el mundo hacen difícil esta tarea, pero existe la posibilidad de poder llevarla a cabo. Resulta de gran interés poder validar enteramente las conclusiones que se han extraído de las pruebas de simulación realizadas en el Capítulo 4.



# Acrónimos

---

En esta lista se ha incluido la traducción al castellano de aquellos acrónimos comúnmente utilizados.

AA.	Área Activa.
ADC.	Analog to Digital Converter. Convertidor analógico digital.
AG.	Alta Ganancia.
ALM.	Algoritmo de Levenberg-Marquardt.
AN.	Apertura Numérica.
APD.	Avalanche Photodiodes. Fotodiodos de avalancha.
ASIC.	Application-Specific Integrated Circuits.
BDTI.	Berkeley Design Technology, In.
BG.	Baja Ganancia.
CCD.	Charged-Coupled Devices.
CERN.	Centre Européen pour la Recherche Nucleaire.
CNAO.	Centro Nazionale di Adronterapia Oncologica.
CNRS.	Centre Nationale pour la Recherche Scientifique.
DAC.	Digital to Analog Converter. Convertidor digital analógico.
DCM.	Digital Clock Manager Module.
DSP.	Digital Signal Processing. Procesador digital de señal.
EDK.	Embedded Development Kit.
EMV.	Estimador de Máxima Verosimilitud.
ENOB.	Effective Number of Bits. Número efectivo de bits.
ES.	Entradas y Salidas.
FOC.	Fibra Óptica Centelleadora.
FPGA.	Field Programmable Gate Array.

<b>HDL.</b>	Hardware Description Language.
<b>HLST.</b>	High Level Synthesis Tools. Herramientas de síntesis de alto nivel.
<b>IEEE.</b>	Institute of Electrical and Electronic Engineers.
<b>IFIMED.</b>	Instalación de Investigación en Física Médica.
<b>IGRT.</b>	Image Guided Radiation Therapy. Radioterapia Guiada por Imagen.
<b>IMRT.</b>	Intensity Modulated Radiation Therapy. Radioterapia de Intensidad Modulada.
<b>IN2P3.</b>	Institut National de Physique Nucléaire et de Physique des Particules.
<b>MAC.</b>	Multi Accumulative Operations. Operaciones-multi acumulativas.
<b>MCG.</b>	Mínimos Cuadrados Generales.
<b>MCO.</b>	Mínimos Cuadrados Ordinarios.
<b>MDG.</b>	Método del Descenso del Gradiente.
<b>MGN.</b>	Método de Gauss-Newton.
<b>MV.</b>	Máxima Verosimilitud.
<b>PC.</b>	Personal Computer. Ordenador personal.
<b>PET.</b>	Tomografía por Emisión de Positrones.
<b>PLB.</b>	Processor Local Bus.
<b>PMMA.</b>	Polimetilmetracrilato.
<b>PS.</b>	Poliestireno.
<b>PSPMT.</b>	Position Sensitive Photo Multipliers.
<b>QE.</b>	Quantum Efficiency. Eficiencia Cuántica.
<b>REF.</b>	Relación Electrón Fotón.
<b>RMN.</b>	Resonancia Magnética Nuclear.
<b>RMSE.</b>	Root Mean Square Error. Error cuadrático medio.
<b>ROI.</b>	Región Of Interest. Region de interés.
<b>RTL.</b>	Register Transfer Level.
<b>R&amp;H.</b>	Ramp and Hold.



<b>S.</b>	Fotosensitividad.
<b>SDK.</b>	Software Development Kit.
<b>SEFM.</b>	Sociedad Española de Física Médica.
<b>SNR.</b>	Signal to Noise Ratio. Relación señal ruido.
<b>SPECT.</b>	Single Photon Emission Computed Tomography.
<b>TAC.</b>	Tomografía Axial Computarizada.
<b>TI.</b>	Tiempo de Integración.
<b>TLC.</b>	Teorema del Límite Central.
<b>TOF.</b>	Time Of Flight.
<b>VHDL.</b>	Combinación de VHSIC y HDL.
<b>VHSIC.</b>	Very High Speed Integrated Circuit
<b>VI.</b>	Virtual Instrument. Instrumento virtual.
<b>3D-CRT.</b>	3D-Conformal Radiotherapy. Radioterapia de Conformación Tridimensional.
<b>µB.</b>	MicroBlaze.



# Figuras

---

## CAPÍTULO 2

**Figura 2.1** Ejemplo de sistema de detección que proporciona la posición de un haz de partículas incidente. Cada cuadrado representa un subdetector. En la figura el haz de partículas incide en la zona central del detector. Donde se produce una mayor incidencia del haz, el subdetector proporciona a su salida una señal de mayor amplitud (color rojo), mientras que en las zonas donde la interacción es menor, la señal de salida también lo es (azul). De esta forma se determina la posición de máxima interacción haz-detector. .... 15

**Figura 2.2** Ejemplo de sistema de detección que proporciona la posición de un haz de partículas incidente y su dirección (cada cuadrado representa un subdetector). En la figura, la partícula incide en el primer plano en una posición que viene dada por la coordenada del subdetector correspondiente  $(x_1, y_1)$  y avanza hacia el segundo plano hasta que interacciona con él incidiendo en la posición  $(x_2, y_2)$ . A partir de las coordenadas de incidencia en cada plano es posible calcular el ángulo  $\alpha$  y por tanto la dirección de la partícula..... 15

**Figura 2.3** Ejemplo de sistema de posicionamiento de haz basado en fibra óptica centelleadora. Se observan dos planos de detección con los que se obtienen las coordenadas  $(x, y)$  correspondientes a la posición de máxima interacción del haz con las fibras, a partir de la posición de la fibra con mayor señal de luz de salida..... 17

**Figura 2.4** En la figura se muestra la relación (aproximada) entre la deposición energética de diferentes partículas con respecto a su avance en profundidad dentro del paciente. Se observa la aplicabilidad de la relación profundidad-deposición de energía de partículas como los protones o iones de carbono empleados en hadronterapia (pico de Bragg). ..... 19

**Figura 2.5.** En la figura se observa la utilización del hodoscopio en un setup para monitorizaje online de haz, caracterización de detector o reconstrucción de imagen, a partir de los parámetros posicionales y tiempos de vuelo obtenidos de la emisión de partículas gamma espontáneas, que se detectan con una cámara Compton..... 22

**Figura 2.6** Ejemplo de FOC típica de sección redonda y doble cladding. El core es el núcleo de la fibra, representa la mayor parte de su sección. Es el lugar donde se produce el centelleo cuando una partícula deposita suficiente energía como para excitarlo y además, es

el material a través del cual se transportan los fotones. Generalmente, se recubren con uno o dos claddings con índice de refracción distinto al del core (y entre sí) para conseguir una mayor eficiencia de atrapamiento..... 28

**CAPÍTULO 3**

**Figura 3.1** Prototipo de hodoscopio del IN2P3. En la figura el prototipo está desmontado y se puede observar la colocación de las fibras en las posiciones descritas y cómo éstas quedan encaradas con la matriz de 128 fotodiodos de silicio de Hamamatsu..... 39

**Figura 3.2** Prototipo de hodoscopio del IN2P3. En la figura el prototipo está montado y cerrado. .... 40

**Figura 3.3** Detalle del prototipo de hodoscopio del IN2P3. A la izquierda se observan las fibras encaradas con la posición del fotodiodo correspondiente en la matriz. A la derecha las distintas piezas que componen el sistema. .... 39

**Figura 3.4** Diseño a nivel de diagrama de bloques de la electrónica de read-out, compuesta por una matriz de fotodiodos, un integrador de carga, un módulo de digitalización y una placa de control FPGA..... 41

**Figura 3.5** En la figura se muestran los planos de construcción de la matriz de fotodiodos Hamamatsu S8866-128-02. Se puede observar el AA donde se encuentran los 128 fotodiodos en fila y los pines accesibles para el control y salida de datos (parte superior).. 43

**Figura 3.6** Fotografía del integrador de carga Hamamatsu C9118-01 para control externo de la matriz S8866-128-02 (izquierda) y esquemático de cómo realizar la conexión en cascada de dos o más de estos dispositivos (derecha); se observa cómo se necesita un solo controlador externo para el conjunto..... 43

**Figura 3.7** Fotografía del modulo de conversión AD-DA de alta velocidad Avnet Exp Ism Analog I/O module, que se conecta a modo de mezzanine sobre la placa de control FPGA. .... 44

**Figura 3.8** El diagrama de bloques presenta un esquemático del conexionado hardware de los convertidores en el propio módulo de expansión Avnet Exp Ism Analog I/O Module.45

**Figura 3.9** Conexionado hardware y dirección de las señales de control del diseño read-out. La placa de control FPGA está conectada a la placa de digitalización y al controlador. Cuando este manda la señal de trigger, se ordena la digitalización y se manda el dato al PC para su procesado. Por su parte el controlador maneja las señales de la matriz de fotodiodos.

..... 48

**Figura 3.10** Diseño firmware de la FPGA formado por un microcontrolador embebido al que se conectan los periféricos diseñados ( $\mu$ B). La comunicación micro-periférico se realiza por el bus PLB..... 49

**Figura 3.11** Diagrama de flujo del programa principal para el control del diseño read-out el dispositivo FPGA implementado en VHDL y  $\mu$ B. Se observa a modo resumen el flujo de instrucciones, así como la comunicación con los periféricos (bloques en naranja) que siguen su propia secuencia de instrucciones externa a este diagrama y la interacción con el programa de adquisición de datos configurado con Labview a modo de interfaz gráfica (bloque en morado)..... 51

**Figura 3.12** Comprobación del funcionamiento del DAC. En la parte superior derecha se observan las especificaciones del fabricante, mientras que en la parte superior izquierda (y más grande abajo) se observan las señales reales de ES del DAC tomadas con la herramienta de Xilinx Chip Scope. .... 51

**Figura 3.13** Máquina de estados programa en VHDL que rige el control del ADC. Las señales de control de cambio de estado son cinco y las variables de estado son ocho, las correspondientes a las señales de interfaz con el ADC: CS, PD2, PD1, RD, CONVST, BSY, DATA y BYTE..... 52

**Figura 3.14** Primer banco de pruebas con fuente 3618RP Sr-90 (3 MBq) colocada sobre el prototipo. En la figura se observa el montaje detector más read-out, así como la fuente utilizada..... 55

**Figura 3.15** Segundo banco de pruebas con fuente PTW 8921-1090 (1991) de Sr-90 (33 MBq). En la figura se observan el montaje. El detector está situado tras el panel metálico para asegurar la protección radiológica, dada la actividad de la fuente. .... 56

**Figura 3.16** Segundo banco de pruebas. Se observa el prototipo de hodoscopio con la fuente situada sobre la zona de medida. Detrás, el conexionado de read-out y el ordenador para adquisición de medidas experimentales..... 56

**Figura 3.17** Detalle fuente PTW 8921-1090 (1991) de Sr-90 (33 MBq). A la izquierda la caja donde se guarda por protección y a la derecha se observa con detalle la fuente colocada sobre el área activa del prototipo. .... 57

**Figura 3.18** Señal analógica del fotodiodo (arriba), señal de trigger y de reloj\_master. Se puede observar en cada flanco de reloj una oscilación de la señal de video (señal de salida de

los fotodiodos), siendo esta señal entendida como una perturbación indeseada. .... 60

**Figura 3.19.** Valores de pedestal medios (en cuentas de ADC) para distintos TI y frecuencias de reloj\_master, tanto en BG como en AG. Obsérvese la constancia de los pedestales en las medidas de AG por un lado y de BG por el otro. .... 63

**Figura 3.20** Medida de pedestales (en cuentas de ADC) para un rango de TI comprendido entre los microsegundos y los segundos, tanto en BG (arriba) como en AG (abajo). Reloj\_master=0,5 MHz. Obsérvese la constancia de los pedestales en ambos modos, a excepción de para el TI de 2 s, representado en color rojo, que genera valores de ruido anormalmente altos. .... 63

**Figura 3.21.** Valores de ruido medio  $\sigma T$  (en cuentas de ADC) medios para distintos TI y frecuencias de reloj\_master, tanto en BG (arriba) como en AG (abajo). Se observa la constancia del ruido con el tiempo de integración hasta TI=2 s, donde se produce un funcionamiento anormalmente ruidoso, en concordancia con las especificaciones del fabricante. .... 65

**Figura 3.22** Medidas con fuente de Sr-90 sobre FOC 95 por TI (los tiempos 500  $\mu$ s, 100 ms, 300 ms, 500 ms, 1 s y 2 s, se corresponden con las posiciones de 1 a 6); 1 MHz, BG (izquierda) y AG (derecha). Se observa cómo la amplitud de la medida tiene una correspondencia lineal con el TI. Asimismo, cómo en BG se produce saturación para el TI de 2 s. por su parte en AG, la amplificación de la señal conlleva que la saturación se produzca con TI más bajos, concretamente a partir del segundo. .... 67

**Figura 3.23** Medidas de ruido ( $\sigma_T$ ) con fuente sobre FOC 95 por tiempo de integración (los tiempos 500  $\mu$ s, 100 ms, 300 ms, 500 ms, 1 s y 2 s, se corresponden con las posiciones de 1 a 6); 1 MHz, BG (izquierda) y AG (derecha). Obsérvese como el ruido se amplifica en AG, en correspondencia con los límites establecidos para cada modo de funcionamiento. .... 67

**Figura 3.24** SNR en dB por TI en milisegundos. Fuente situada sobre FOC en posición 95. Conocido el ruido constante, se observa como la SNR aumenta de forma (casi) lineal con el TI. .... 68

**Figura 3.25** Linealidad por TI, fuente situada sobre FOC 95, BG. En el eje de abscisas de cada gráfica se representa el TI en ms, mientras que en el eje de ordenadas se tienen las cuentas de ADC. Los asteriscos en rojo indican las medidas tomadas para cada TI, mientras que las líneas en verde muestran un intervalo de confianza del 95% en el ajuste, representado con la línea azul. .... 69

CAPÍTULO 4

- Figura 4.1** Detalle del modelado de FOC y fotodetector. La geometría descrita se corresponde con la del detector real. La fibra se coloca a 1 mm del fotodetector siguiendo la geometría del sistema real. La simulación del fotodiodo se realiza modelando un contador de fotones, también con las mismas características geométricas que el fotodetector real. Éste se encarga de contar los fotones incidentes que alcanzan un lado de la fibra. .... 78
- Figura 4.2** Posiciones en las que se coloca la fuente de electrones sobre el detector en las simulaciones con electrones; concretamente sobre las FOC en las posiciones 32, 44, 65 y 95. .... 80
- Figura 4.3** Resultados de las Simulaciones con Sr-90. Se observa el número total de fotones producidos por las PSF al colocar la fuente de electrones sobre las fibras de las posiciones mostradas en la leyenda. El código de colores se corresponde con el de la Figura 4.2. .... 80
- Figura 4.4** Resultados de las Simulaciones con Sr-90 con fuente situada sobre FOC en posición 95. En la figura se muestra la cantidad de fotones que inciden en los detectores del 90 al 99, así como su energía representada como la longitud de onda  $\lambda$  en nanómetros..... 80
- Figura 4.5** Cuentas de ADC obtenidas en la ROI para TI de 1 s al digitalizar la señal proporcionada por la matriz de fotodiodos cuando la fuente de partículas se ha situado sobre la FOC en la posición 95. Los datos representados son los utilizados para contrastar las simulaciones con las pruebas experimentales. .... 82
- Figura 4.6** En la figura izquierda se muestra el ángulo sólido del cono que influye en la ROI, necesario para la estimación del porcentaje de actividad de la fuente que influye en esta. A la derecha se muestra el área ocupada por cada fibra dentro la ROI y con la que finalmente se puede estimar el número de partículas incidentes en cada FOC concreta por segundo..... 83
- Figura 4.7** Resultados de la estimación de la relación electrón-fotón real  $REF_{(R)}$  (línea roja) frente a la simulada  $REF_{(S)}$  (línea azul) en la zona de influencia. En la figura se observa como los resultados se encuentran dentro de un mismo orden de magnitud. .... 85
- Figura 4.8** Estimación del número de fotones producido por la FOC cuando las partículas emitidas por una fuente colimada con 0,1 mm inciden en distintas posiciones de la misma a lo largo de su eje longitudinal, tal y como se indica en la figura con líneas punteadas en rojo. .... 88
- Figura 4.9** Resultados de las ‘simulaciones con protones’ en cuanto al número total de fotones producidos cuando se sitúan fuentes de diferentes colimaciones (0,25 mm y 2 mm) y distintas energías (100 MeV, 150 MeV y 200 MeV) sobre un bloque de 10 FOC. .... 91
- Figura 4.10** La figura muestra en detalle el número de fotones leídos en la FOC en la

posición 3 al colocar una fuente de protones de distintas energías (100 MeV, 150 MeV y 200 MeV) y colimaciones (0,25 mm y 2 mm) sobre un bloque de diez fibras, que resultan ser del orden de los obtenidos para pruebas con fuente de Sr-90. .... 91

**Figura 4.11** La figura indica el número de fotones leídos cuando se coloca una fuente de Sr-90 sobre la posición central de una matriz de formada por dos planos de 100 FOC paralelas colocados perpendicularmente. El plano superior está representado en azul y el inferior en rojo. Se observa la reducción en la producción de fotones del plano inferior (arriba) y el crosstalk entre fibras adyacentes (abajo)..... 93

**Figura 4.12** La figura indica el número de fotones leídos cuando se colocan sendas fuentes de protones de distintas energías (100 MeV izquierda, 150 MeV centro y 200 MeV derecha) sobre la posición central de una matriz de formada por dos planos de 100 FOC paralelas colocados perpendicularmente. Se observa cómo la producción de fotones es similar en los dos planos, aunque ligeramente inferior en el plano superior. .... 93

**Figura 4.13** La figura indica el número de fotones leídos cuando se colocan dos fuentes de partículas (protones y electrones) de colimación 0,1 mm en las posiciones mostradas sobre una FOC. Concretamente a 0,05 mm, a 0,15 mm y en el centro a 0,25 mm del borde, observándose la posible disminución en la producción a medida que la fuente se desplaza hacia éste..... 95

**CAPÍTULO 5**

**Figura 5.1** En la figura se representa esquemáticamente la distribución espacial de las FOC en el detector. La resolución del sistema viene dada por la distancia entre fibras. Por otra parte, cuando se adquiere una serie de medidas para cada fibra, el valor más probable en cada una es el valor medio representado con flechas en rojo. La precisión en la medida o ruido del detector depende de la dispersión de la muestra, siendo independiente de la resolución del sistema. .... 103

**Figura 5.2** En la figura se recogen los valores medios estimados en una toma de medidas con fuente radiactiva para un tamaño muestral  $n=100$  muestras, así como la dispersión de los datos  $\sigma$ ,  $2\sigma$  y  $3\sigma$  en cada FOC..... 103

**Figura 5.3** En la figura se representa el valor medio del voltaje (en cuentas de ADC) adquirido en diferentes píxeles de la zona de medida para distintos tamaños muestrales (arriba) y el error en la medida del mencionado valor medio frente al tamaño muestral (abajo). Obsérvese la constancia de las medidas con el tamaño muestral y cómo el error típico disminuye exponencialmente con el aumento de  $n$ . .... 104

**Figura 5.4.** En la figura se puede observar como las señales se ajustan un modelo de distribución gaussiano..... 106



**Figura 5.5** La figura muestra cómo el estimador  $\mu$  puede resultar entre dos fibras y de ahí que se decida dar la distancia en mm. El origen de coordenadas del plano de detección se ha tomado en el borde externo de la FOC situada en la posición número uno, como muestra la línea discontinua vertical en azul..... 109

**Figura 5.6** Estimación del punto de máxima interacción con fuente situada aproximadamente sobre FOC en la posición 95. Se evalúa el cálculo para un rango de SNR entre 10 dB y 50dB para diferentes tamaños muestrales. Se deduce cómo la estimación es fiable a partir de  $n=50$  muestras. Las líneas en rojo representan el punto de máxima interacción estimado tras aplicar el EMV, mientras que las líneas en negro indican el error en la estimación en milímetros. .... 111

**Figura 5.7** En la figura se resume la resolución (medida como la raíz del error cuadrático medio, RMSE) conseguida frente a la SNR, al aplicar el EMV a diferentes tamaños muestrales. Se observa como la no linealidad de  $n=10$  muestras indica que el tamaño muestral no es suficiente y cómo a partir de  $n=50$  muestras, la resolución del detector se incrementa en un factor de 2,5 a 8 veces para una SNR de 10 dB a 50 dB. .... 113

**Figura 5.8** Estimación del punto de máxima interacción con fuente situada aproximadamente sobre FOC en la posición 95. Se evalúa el cálculo para un rango de SNR entre 10 dB y 50 dB para diferentes tamaños muestrales. Las líneas en azul representan el punto de máxima interacción obtenido tras aplicar el ALM, mientras que las líneas en negro indican el error en la estimación calculado como el error cuadrático medio del ajuste. .... 117

**Figura 5.9** En la figura se resume la resolución conseguida frente a la SNR, al aplicar el ALM a diferentes tamaños muestrales. Se observa como el número de muestras no influye significativamente en el resultado de la estimación. Se estima un incremento en la resolución del detector en un factor de 2,5 a 8 veces para una SNR de 10 dB a 50 dB. .. 118

**CAPÍTULO 6**

**Figura 6.1.** En la Figura se observa cómo los datos digitalizados de la señal de cada píxel se almacenan en dos bancos de registros. Mientras se llena uno de los bancos con el escaneado actual, se procesan los datos del escaneado anterior. El máximo de píxeles analizados es 20. La zona de influencia se establece a partir de la posición del máximo. Las señales que se encuentran por debajo del umbral de ruido no se procesan. .... 134

**Figura 6.2** Bloques de diseño: a) Se realiza una implementación software de las técnicas de procesado en el microcontrolador embebido, b) Las técnicas de procesado se implementan con ImpulseC y se añaden al diseño como periférico concurrente..... 136

- Figura 6.3.** A la izquierda esquema de fichero de CoDeveloper para implementación de algoritmos y generación de hardware. A la derecha un fichero fuente software típico. Las partes comunes se han enmarcado con el mismo color..... 137
- Figura 6.4** Secuencia de operaciones para resolución del EMV. Primero se realiza el cálculo de la media y la resolución, para posteriormente llevar a cabo la estimación de la posición de interacción y el cálculo de su error, es decir, la nueva resolución. .... 138
- Figura 6.5** Diagrama de flujo para resolución del ALM. En cada iteración se evalúa el dato de una posición del vector. En el caso de que éste no tenga una solución óptima se resuelve el algoritmo. La optimización se acepta o se rechaza dependiendo de si se ha conseguido o no una reducción en el error. .... 141
- Figura 6.6** Tiempos de ejecución del EMV para un tamaño muestral de  $n=50$  muestras por pixel. La gráfica recoge los tiempos de ejecución de las implementaciones software y hardware, y su incremento lineal con el tamaño de la ROI. .... 146
- Figura 6.7** Resultados de estimación de la posición de máxima interacción con la herramienta de Matlab basada en el ALM, nlinfit, frente a la implementación hardware del ALM en FPGA. Se pueden observar las diferencias en los resultados en ambos entornos. Aunque la estimación de los valores más probables no es exactamente equivalente, cabe destacar que los de una estimación entran en el margen de error de la otra y viceversa, representado este margen con líneas horizontales. .... 147
- Figura 6.8** Resultados de estimación de la posición con la herramienta de Matlab basada en el ALM, nlinfit, frente a la implementación hardware del ALM en FPGA. Se muestran las pérdidas cuantitativas de resolución, en torno al 5% ( $40 \mu\text{m}$ ) con respecto a la escala de medida total ( $800 \mu\text{m}$ )..... 149
- Figura 6.9** Comparación de la convergencia de nlinfit, herramienta de Matlab basada en el ALM (izquierda) frente a la implementación hardware del ALM en FPGA (derecha) para una misma suposición inicial  $\beta_0$  (línea punteada en verde). .... 149

# Tablas

---

## CAPÍTULO 2

Tabla 2.1 Propiedades Físicas De Las Fibras Kuraray SCSF-38.....	29
--	----

## CAPÍTULO 3

Tabla 3.1 Tiempos De Funcionamiento Del Detector .....	60
--	----

## CAPÍTULO 6

Tabla 6.1 Selección Del Método De Optimización Según Limitaciones.....	128
--	-----

Tabla 6.2 Relojes Del Sistema .....	143
-------------------------------------	-----

Tabla 6.3 Utilización Del HW En Términos De Slices Ocupadas Y Bloques DSP .....	143
---	-----

Tabla 6.4 Resumen de Operadores Hardware.....	143
---	-----

Tabla 6.5 Resultados De Las Pruebas Con El EMV.....	145
---	-----

Tabla 6.6 Resultados De Las Pruebas Con El ALM .....	147
--	-----

Tabla 6.7 Tiempos de Ejecución del ALM.....	148
---	-----



# Referencias

---

- Abba, A., Caponio, F., Geraci, A. & Ripamonti, G., 2010. Implementation of high efficiency non-linear least-squares in FPGA devices for digital spectroscopy. *Nuclear Science Simposium Conference Record (NSS/MIC)*, pp. 1371-1376.
- Agoristas, V., 1996. Scintillating fiber hodoscopes using position-sensitive photomultipliers. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, 372(2), pp. 63-69.
- Agostinelli, S., Allison, J., Amako, K. & al., e., 2003. Geant4-a simulation toolkit. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research-Section A*, 506(3), pp. 250-303.
- Aldrich, J., 1997. R. A. Fisher and the making of maximum likelihood 1912–1922. *Statistical Science*, 3(12), pp. 162-176.
- Alfonso, S., Soto, E. & Fernández, S., 2006. *Diseño de sistemas digitales con VHDL*. s.l.:Thomson Editors.
- Allison, J., 2006. Geant4 developments and applications. *IEEE Transactions on Nuclear Sciences*, 53(1), pp. 270-278.
- Allport, P. P. y otros, 2012. Characterisation of micro-strip and pixel silicon detectors before and after hadron irradiation. *Journal of instrumentation*, 7(1).
- Altmeier, M., 2009. The EDDA Collaboration. A helical scintillating fiber hodoscope. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, Volumen 431, pp. 428-436.
- Amaldi, U. & Kraft, G., 2005. Radiotherapy with beams of carbon ions. *Reports on progress in physics*, 68(8), p. 1861.
- Ambrogiani, M. y otros, 1997. Construction and performance of a cylindrical scintillating fiber detector for experiment 835 at FNAL. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 44(3), pp. 460-463.
- Ampilogov, N. V., 2011. Large area scintillation muon hodoscope for monitoring of atmospheric and heliospheric processes. *Astrophysics and Space Sciences*

*Transactions*, Volumen 7, pp. 435-438.

Arfken, G., 1985. Taylor's Expansion. En: *Mathematical Methods for Physicists*. Orlando: FL: Academic Press, pp. 303-313.

Avnet, 2008. *EXP ISM Analog I/O Module*, s.l.: Manual.

Badano, L., 2005. *Development d'un moniteur de faisceau innovant pour la mesure en temps reel des faisceaux utilises en hadron therapie*, Estrasburgo: Tesis doctoral.

Ballester, F. & Udías, J. M., 2008. Fisica Nuclear y Medicina. En: *Temas de Fisica*. s.l.:<http://www.rsef.org>.

Bardelli, L., Giacomo, P. & (NUCL-EXcollaboration), 2006. Digital-sampling systems in high-resolution and wide dynamic-range energy measurements: Comparison with peak-sensing ADCs. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Reasearch Section A*, 560(2), pp. 517-523.

Bates, S. P., 2000. Silicon wafer processing. *Applied materials*.

Ber1, 2010. *An Independent Evaluation of: High-Level Synthesis Tools for Xilinx FPGAs*, s.l.: BDTI. Berkeley\_Design\_Technology\_Inc., [www.BDTI.com](http://www.BDTI.com).

Ber2, 2010. *An Independent Evaluation of: The AutoESL AutoPilot High-Level Synthesis Tool*, s.l.: BDTI. Berkeley\_Design\_Technology\_Inc., [www.BDTI.com](http://www.BDTI.com).

Bernoulli, J., 1713. *Ars conjectandi, opus posthumum. Accedit Tractatus de seriebus infinitis, et epistola gallicé scripta de ludo pilae reticularis*. s.l.:Basileae, impensis Thurnisiorum, fratrum.

Bethe, 1930. Zur Theorie des Durchgangs schneller Korpuskularstrahlen durch Materie. *Annalen der Physik*, Volumen 397, pp. 325-400.

Bilebych, Y., Blanco, C. V., van Dijk, M. & al., e., 2011. Angular resolution of the gaseous micro-pixel detector Gossip. *Nuclear Physics B (Proceedings Supplements)*, 215(1), pp. 51-55.

Biwei, Y. y otros, 2012. High-speed polarization sensitive optical coherence tomography for retinal diagnostics. *Optical Coherence Tomography and Coherence Domain Optical Methods in Biomedicine XVI, Proceedings of the SPIE*, pp. 8213-8229.

Blasco, J. M. y otros, 2012. *Maximum likelihood estimation and nonlinear least squares fitting with levenberg marquardt algorithm*. Berkeley, s.n.

Busoni, S., 2000. *Performances and Tests on the forward sensors of the CMS Silicon*

---

Tracker, Firenze: Tesis doctoral.

Cardini, A. y otros, 1994. Laboratory tests of a high resolution scintillating fibre hodoscope. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*.

Castro, J. R., 1997. Clinical programs: a review of past and existing protocols. *Advances in Hadron Therapy*.

Castro, J. R., Linstadt, D. E. & Bahary, J. P., 1994. Experience in charged particle irradiation of tumors of the skull base: 1977-1992. *Int J Radiat Oncol Biol Phys*, 4(1;29 ), pp. 647-655.

Chan, A., 2012. Comparison of Kasai Autocorrelation and Maximum Likelihood Estimators for Doppler Optical Coherence Tomography. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, Issue 99.

Chan & Yan, K., 2012. Neural-Network-Based Models for Short-Term Traffic Flow Forecasting Using a Hybrid Exponential Smoothing and Levenberg-Marquardt Algorithm. *Intelligent Transportation Systems, IEEE Transactions on*, 13(2), pp. 644-654.

Chen, C. Y. et al., 2012. Intrinsic parameters calibration for multi-beam LiDAR using the Levenberg-Marquardt algorithm. *Proceedings of the 27th Conference on Image and Vision Computing New Zealand* , pp. 19-24.

Chengxing, Z., Shao, M., Goullioud, R. & Nemati, B., 2011. Micro-pixel accuracy centroid displacement estimation and detector calibration. *Proceeding The royal Society*.

Cinti, M. N. y otros, 2007. CsI(Tl) Micro-Pixel Scintillation Array for Ultra-high. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 54(3), pp. 469-474.

Cong, J. y otros, 2011. High-Level Synthesis for FPGAs: From Prototyping to Deployment. *IEEE Transactions On Computer-Aided Design Of Integrated Circuits And Systems*, 30(4), pp. 473-492.

COSY-TOF, último acceso Dic. 2012. *Central Hodoscope (Quirl) and Ring Hodoscope*, s.l.: Experiment, COSY-TOF.

Cui & Yujie, 2012. On the application of BP neural network based on Levenberg-Marquardt algorithm in the diagnosis of mental disorders. *Consumer Electronics, Communications and Networks*, pp. 1940-1943.

Daito, I., 1999. Time resolution of multi-cladding scintillating fiber hodoscope.

- Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, 433(3), pp. 587-591.
- D'Ascenzo, N. y otros, 2008. Study of Micro Pixel Photon Counter for the Application to Positron Emission Tomography.
- Delaney, T. & Hanne, K., 2008. *Proton and charged particle radiotherapy*. s.l.:Lippincott Williams & Wilkins.
- Denia, A. & Mauleón, I., 1995. *El método generalizado de los momentos*, s.l.: s.n.
- Domingo-Pardo, C., 2009. A Position Sensitive  $\gamma$ -Ray Scintillator Detector With Enhanced Spatial Resolution, Linearity, and Field of View. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 28(12), pp. 2007-2014.
- Evans, R. D., 1982. *The atomic Nucleus*. New York: Krieger.
- Excoffier, L. & Slatkin, M., 1995. Maximum-likelihood estimation of molecular haplotype frequencies in a diploid population. *Mol. Biol. Evol.* , 12(5), pp. 921-927.
- Feller, W., 1945. The Fundamental Limit Theorems in Probability. *Bull. Amer. Math. Soc.*, Issue 51, pp. 800-832.
- Feller, W., 1957. *An introduction to probability theory and its applications*. New York: Willey.
- Fisher, R. A., 1912. On an absolute criterion for fitting frequency curves. *Messenger of Mathematics*, Volume 41, pp. 151-160.
- Fisher, R. A., 1922. On the mathematical foundations of theoretical statistics. *Philos. Trans. Roy. Soc.*, Volume A.
- Fletcher, R. & Powell, M. D., 1963. A Rapidly Convergent Descent Method for Minimization. *Computer Journal*, Volumen 6, pp. 163-168.
- Flyckt, S. & Marmonier, C., 2002. *Photomultiplier tubes. Principles and applications*. Photonis, Brive: s.n.
- Frandes, M., 2010. *IEEE Transactions on Nuclear Sciences*, Volumen 57, p. 144.
- Fuller, L., Turkman, R. & Pearson, R., 2012. Introduction to ion implantation. *Microelectronic engineering*.
- Galonska, M. y otros, 2008. COMMISSIONING OF THE ION BEAM GANTRY AT HIT. *Proceedings of IPAC2011*, pp. 2874-2876.
- Gauss, C. F., 1809. *Theoria motus corporum coelestium in sectionibus conicis*



solem ambientium.

Georgakakis, S. & Evans, J., 2011. Overview of high level synthesis tools. *IOP Publishing for SISSA*, 18 February.

Gillam, J. E. y otros, 2011. *Hodoscope Coincidence Imaging for Hadron Therapy Using a Compton Camera*. s.l., s.n.

Golub, G. H. & Van Loan, C. F., 1996. *Matrix Computations*. s.l.:Johns Hopkins University.

Gorin, A. y otros, 2006. High resolution scintillating-fibre hodoscope and its readout using peak-sensing algorithm. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, 566(2), pp. 500-515.

Greene, 2010. Maximum Likelihood Estimation. In: *The linear regression model*. Nueva York: Greene-2140242, pp. 509-602.

Haberer, T., 2003. Treatment delivery principles for ion therapy. *GSI Darmstad*.

Ham001, 2010. *Characteristics and use of SI APD*, s.l.: Hamamatsu Technical information SD-28..

Ham03, 2003. *High energy particle detector*, s.l.: Solid state division.

Ham09, H., 2009. *X-ray scintillators ACS, ALS, FOS*, s.l.: Hamamatsu Incorporated.

Ham101, H., 2010. *Photodiode technical information*, s.l.: Technical information.

Ham11, H., 2011. Photomultiplier tubes. Basics and applications. En: *Photomultiplier tubes*. s.l.:s.n., pp. 265-304.

Ham121, H., 2012. *MPCC technical information*, s.l.: s.n.

Ham12, H., 2012. Si photodiodes. En: *Optosemiconductor handbook*. s.l.:s.n., pp. 22-67.

Ham1, H., 2010. *Photodiode arrays with amplifier*, s.l.: Datasheet.

Ham2, H., 2011. *Driver circuit for photodiode array with amplifier C9118 series*, s.l.: Datasheet.

Hansen, L. P., 1982. Large sample properties of generalized method of moments. *Econometrica*, Volume 50, pp. 1029-1054.

Hansen, L. P., 1985. A method for calculating bounds on the asymptotic covariance matrices of generalized method of moments estimators. *Journal of Econometrics*,

Volume 30, pp. 203-238.

Harkness, L. J., 2009. Optimisation of a Dual Head Semiconductor Compton Camera using Geant4. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, Section A*, 604(1-2), pp. 351-354.

Hendee, W. R., 1999. *Biomedical uses of radiation*. s.l.:Wiley-VCH.

Herranz, E. y otros, 2008. *Hadronterapia*, s.l.: I encuentro para divulgación de física nuclear y de partículas.

Herrera , E. P., 2006. *Comunicaciones. Comunicación digital y ruido*. s.l.:Limusa, Noriega Editores.

HIT1, último acceso dic. 2012. *Heidelberg Ion-Beam Therapy Center*, s.l.: <http://www.klinikum.uni-heidelberg.de/index.php?id=113005&L=1>.

Hofstadre, R., 1948. Alkali halide scintillation counters. *Phys. Rev.*, Volumen 74, pp. 100-101.

Hudak, P., Hughes, J., Peyton Jones, S. & Wdler, P., 2007. A History of Haskell: Being Lazy With Class. *The Third ACM SIGPLAN History of Programming Languages Conference (HOPL-III)*.

ICRU\_Report\_52, 1994. *Particle counting in radioactivity measurements*, Beteshda: ICRU.

IEEE\_1666, 2012. *IEEE Standard for Standard SystemC Language Reference Manual*, s.l.: s.n.

Ikhlefa, A., Skowronekb, M. & Beddar, S., 1999. X-ray imaging and detection using plastic scintillating fibers. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 442(1-3), pp. 428-432.

Ikhlef, A. & Skowronek, M., 1998. Application of a plastic scintillating fiber array for low energy X-ray imaging. *Applied optics*, 37(34), pp. 8081-8084.

Impulse1, último acceso Dic. 2012. *Impulse CoDeveloperTM*, s.l.: <http://www.impulseaccelerated.com>.

Impulse2, 2012. *CoDeveloper from Impulse Accelerated Technologies*, v 3.70, s.l.: ImpulseAcceleratedTechnologies.

ISO/IEC-9899, 2011. *International standard ISO/IEC*. s.l.:s.n.

- Ivashkin, A. P., Kudenko, Y. G., Mineev, O. V. & Imazato, J., 1997. Scintillation ring hodoscope with WLS fiber readout. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, 394(1), pp. 321-333.
- Jan, S., Santin, G., Strul, D. & al., e., 2004. GATE: a simulation toolkit for PET and SPECT. *Physics in medicine and biology*, Volume 49, p. 4543.
- Kaiser, K. L., 2006. *Transmission lines, matching, and crosstalk*. Boca Raton : Taylor y Francis.
- Kaufmann, K. J., 2000. *Choosing your detector*, s.l.: Hamamatsu.
- Kaufmann, K. J., 2000. *Light levels and noise. Guide detectors Choice*, s.l.: Hamamatsu.
- Kay, S. M., 1993. *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory v. 1*. s.l.:Prentice Hall.
- Keinert, J. & Streubuhr, M., 2009. SystemCoDesigner—An Automatic ESL Synthesis Approach by Design Space Exploration and Behavioral Synthesis for Streaming Applications. *ACM Transactions on Design Automation of Electronic Systems*, 14(1).
- Khan, F. M., 2003. *Physics of radiation therapy*. s.l.:Lippincott Williams & Wilkins.
- Khoroshov, V. S. & Minakova, E. I., 1998. Proton beams in radiotherapy. *European Journal of Physics*, 19(6), p. 523.
- Knoll, G. F., 2010. *Radiation Detection and Measurement*. s.l.:john Wiley & Sons.
- Kuraray, C., 2008. *Scintillation materials*, s.l.: s.n.
- Leo, W. R., 2004. *Techniques for nuclear and particle physics experiments*. s.l.:Springer-Verlag.
- Leroy, C. & Rancoita, P. G., 2004. *Principle of radiation interaction in matter and detection*. s.l.:World scientific.
- Levenberg, K., 1944. A method for the solution of certain problems in least squares. *Quart. Appl. Math*, Volumen 2, pp. 164-168.
- Lozares, S., Maneru, F. & Pellejero, S., 2009. Radioterapia con particulas pesadas. *An. Sist. Sanit. navar.*, 3(2).
- Malamud, E., 2009. *Accelerators and beams*. s.l.:Division of physics of beams of the american physical society.

- Marquardt, D., 1963. An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters. *SIAM J. Appl. Math.*, Volumen 11, pp. 431-441.
- Martin Pliego, F. J. & Ruíz-Maya, L., 1997. *Estadística I: Probabilidad*. Madrid: AC.
- Martin, G. & Smith, G., 2009. High-Level Synthesis: Past, Present and Fututre. *IEEE Design & Test of Computers*, 26(1), pp. 18-25.
- Mc Grath, D., 2011. Xilinx buys high-level synthesis EDA vendor. *EE Times News & Analysis*.
- Miller Grintead, C. C. & Snell, J. L., 1997. *Introduction to Probability*. s.l.:American Mathematical Society.
- Moreira, R., 2005. *Principios y elementos de un ciclotrón*. s.l., s.n.
- Nahnauer, R., 1990. *Application of scintillating fibers in particle physics*. Blossin, s.n.
- Nasseri, M. N., Qingli, M., Zejie, Y. & Da-Ming, Z., 2005. Low energy X-ray imaging using plastic scintillating fiber: A simulation study. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section B: Beam Interactions with Materials and Atoms*, 234(3), pp. 362-368.
- Ochi, A. y otros, 2001. A new design of the gaseous imaging detector: Micro Pixel Chamber. *Micro Pixel Chamber*, Volumen 471, pp. 264-267.
- Papandreou, Z., 2007. Scintillating Fiber Trapping Efficiency.
- Parker, J. D. y otros, 2012. Neutron imaging detector based on the muPIC micro-pixel chamber. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A*.
- Parodi, K., 2008. *Proposal for an INFN Planning System*. Technise Universidad de Dresden, s.n.
- Poisson, S.-D., 1837. *Recherches sur la probabilité des jugements en matière criminelle et en matière civile: précédées des règles générales du calcul des probabilités*. s.l.:Bachelier.
- Richard, M. H., Chevallier, M. & Dauvergne, L., 2009. *Design Study of a Compton Camera for Prompt  $\gamma$  Imaging During Ion Beam Therapy*. s.l., s.n.
- Rutchi, R. C., 1996. The use of scintillating fibers for charged particle tracking. *Annual revision on nuclear particle sciences*, Volumen 46, pp. 281-319.
- Sadygov, Z. y otros, 2006. Three advanced designs of micro-pixel avalanche photodiodes: Their present status, maximum possibilities and limitations. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, Volumen 567, pp. 70-73.

- Saint Gobain, C., 2010. *Scintillation products. Scintillation optical fiber brochure*, s.l.: s.n.
- Salvat, F., Fernández-Varea, J., Acosta, E. & Sempau, J., 2001. PENELOPE: A code system for Monte Carlo simulation of electron and photon transport. *Proceedings of a Workshop/Training Course OENC/NEA*.
- Shawash, J., 2012. *Generalised Correlation Higher Order Neural Networks, Neural Network operation and Levenberg- Marquardt training on Field Programmable Gate Arrays*. UCL (University College of London), s.n.
- Shawash, J. & Selviah, D. R., accepted for publication Jan 2012. Real-time non-linear parameter estimation using the Levenberg-Marquardt Algorithm on Field Programmable Gate Arrays. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on Electronics*.
- Shibiao, T. y otros, 2007. Simulation Study of Energy Absorption of X- and  $\gamma$ -Rays in Plastic Scintillating Fiber Arrays. *Nuclear Science, IEEE Transactions on Nuclear Science*, 54(5), pp. 1773-1778.
- Shibiao, T., Jiabao, X. & Quingli, M., 2009. Plastic scintillation fiber array coupling CCD for X-ray imaging and detection. *Measurement*, 42(6), pp. 933-936.
- Shiomi, Y., 2006. *about Kuraray WLS fibers*, s.l.: Kuraray Co.
- Tang, S. B., Ma, Q., Yin, Z. & Zhu, D., 2008. MeV X-ray imaging using plastic scintillating fiber area detectors: a simulation study. *Applied Radiation and Isotopes*, 66(2), pp. 162-167.
- Testa, E., 2010. Monitoring the Bragg peak location of 73 MeV/u carbon ions by means of prompt gamma-ray measurements. *Applied Physics Letters*, 93(9).
- Texas1, T. I., 2006. *16-Bit 4MSPS Fully Differential Pseudo Bipolar Input Micro Power Sampling ADC (Rev. B)*, s.l.: Datasheet.
- Texas2, T. I., 2007. *16-Bit, Ultra-Low Power, Voltage Output Digital-to-Analog Converter (Rev. B)*, s.l.: Datasheet.
- Trikalinos, T. A., 2009. Particle beam radiation therapies for cancer. *Agency for Healthcare Research and Quality*.
- Tsoufanidis, N., 1995. *Measurement and detection of radiation*. s.l.: Taylor & Francis.
- U, W., 2006. Grantry design for proton and carbon hadrontherapy facilities. *Proceedings of EAPAC*.

- Van Audeke, J., Van der Linene, A., Verhoye, M. & Sijbers, J., 2012. *An adaptive non local maximum likelihood estimation method for denoising magnetic resonance images*. s.l., s.n.
- Wang, D., Kaplan, L., Le, H. & Abdelzaher, T., 2012. On truth discovery in social sensing: a maximum likelihood estimation approach. *Proceedings of the 11th international conference on Information Processing in Sensor Networks*, pp. 233-244.
- Wedderburn, R. M., 1974. Quasi-likelihood functions, generalized linear models, and the Gauss-Newton method. *Biometrika*, Volumen 61, pp. 439-447.
- Williams, J. S., 1998. Ion implantation of semiconductors. *Materials science and engineering*, Volumen 253, pp. 8-15.
- Wilson, R. R., 1946. Radiological use of fast protons. *Radiology*, Issue 47, pp. 487-491.
- Xilinx01, último acceso febrero 2013. <http://www.xilinx.com/products/design-tools/vivado/index.htm>, s.l.: s.n.
- Xilinx1, 2009. *Spartan 3A-DSP Starter platform*, s.l.: User Guide.
- Xilinx2, 2011. *ISE design Suite 13: Release Notes Guide*, s.l.: UG631.
- Xilinx3, 2011. *Xilinx Design Tools: release Notes Guide*, s.l.: UG562.
- Xilinx4, 2011. *Embedded system Tools Reference Manual*, s.l.: s.n.
- Xilinx5, 2009. *Digital clock manager (DCM) module*, Product specification DS485: s.n.
- Xilinx6, 2008. *System Generator for DSP, Release 10.1*, s.l.: s.n.
- Xilinx7, 2008. *AccelDSP Synthesis Tool*, s.l.: <http://www.xilinx.com/tools/dsp.htm>.
- Xilinx8, 2012. *MicroBlaze Processor Reference Guide*, UG, s.l.: Embedded Development Kit, EDK 12.3.
- Xilinx9, 2011. *Virtex-6 FPGA Configuration User Guide*, s.l.: User Guide UG360.
- Yashin, I. I., 2009. Scintillation hodoscope for muon diagnostics. *Proceedings of the 31st ICRC*.
- Zhang, Y., Li, D., Fu, X. & Bi, W., 2013. An improved Levenberg-Marquardt algorithm for extracting the features of Brillouin scattering spectrum. *Measurement Science and Technology*, 24(1).







*«...conseguimos obtener así la fórmula estadística para conocer aproximadamente la posición de un electrón en un instante determinado. Pero, personalmente, no creo que dios juegue a los dados»*

*-Albert Einstein*