



*Perfeccionamiento de un
Sistema de Verificación de
Tratamientos de Radioterapia
y diseño del nuevo entorno VeRa.*

TESIS DOCTORAL

por

María del Carmen Ovejero Mayoral

Departamento de Física Atómica, Molecular y Nuclear

Universidad de Sevilla

Tesis doctoral dirigida por:

Dra. María Isabel Gallardo

Dr. Alfredo Pérez Vega-Leal

Dr. Jose Manuel Espino Navas

In memoriam, a mis abuelos Emilia y Venancio.

Agradecimientos

Son muchas las personas que han hecho que este trabajo sea posible.

En primer lugar me gustaría mencionar a Maribel Gallardo, por ofrecerse a ser mi directora, y apoyar mi tesis. A Alfredo Pérez, por embarcarse también como director, y a Jose Espino, además de por dirigir y revisar mi trabajo, avisarme de que si de verdad quería hacer una, me iba a enterar!.

Miguel Cortés, muchas gracias por animarme a bajar a Sevilla, acogerme, orientarme y aconsejarme en el día a día. En definitiva, por ser tan buen compañero. A Anna Selva, por todas las discusiones, risas y cosas “raras” que hemos descubierto.

Del Hospital Virgen Macarena a Hector Mirás por su disponibilidad desde incluso desde las Antípodas, y especialmente a Rafael Arráns, por facilitarnos su despacho(aún cuando entrábamos y lo convertíamos en el camarote de los Hermanos Marx). Gracias por la disponibilidad y buen recibimiento, todas las veces que han sido necesarias para realizar este trabajo.

A todos los compañeros y amigos de los departamentos de Física Atómica Molecular y Nuclear, Tecnología Electrónica y del Centro Nacional de Aceleradores, por todo el apoyo recibido y los buenos ratos que hemos pasado.

Pero este trabajo no es sólo el resultado de estos años en la Universidad de Sevilla. Es fruto del recorrido por diversas empresas y centros de investigación, por ello quisiera agradecer a todos quienes habéis compartido conmigo vuestro tiempo durante esta etapa que comenzó hace 8 años (tengo que remontarme mucho atrás! para no olvidarme a nadie!), un día que decidí matricularme en unos cursos de doctorado para hacer una tesis doctoral.

Gracias a todos quienes me habéis apoyado y acompañado, compartido risas y enfados. Momentos muy especiales... ¿serán ya leyenda?.

A mi familia.

UNOS AMIGOS
(Diciembre de 1927)

¿Aquel momento ya es una leyenda?

Leyenda que recoge firme núcleo.
Así no se evapora, legendario
Con sus claras jornadas de esperanza,
Esperanza en acción y muy jovial,
Sin postura de escuela o teoría,
Sin presunción de juventud que irrumpe,
Redentora entre añicos,
Visible el entusiasmo
Diluido en la luz, en el ambiente
De fervor y amistad.
Un recuerdo de viaje
Queda en nuestras memorias.
Nos fuimos a Sevilla.

¿Quiénes? Unos amigos
Por contactos casuales,
Un buen azar que resultó destino:
Relaciones felices
Entre quienes, aun mozos,
Se descubrieron gustos, preferencias
En su raíz comunes.
Poesía!
Y nos fuimos al Sur.

Ah, los hospitalarios sevillanos.
Compañía, risueña compañía.
Vivir es necesario,
Envidiar -¿para qué?- no es necesario.
Se produce un acorde
Que sin atar enlaza.
Cada voz, ya distinta,
No se confunde nunca

(...) La vocación ejerce su mandato.
Coincidencia dichosa:
Madres hubo inspiradas,
Y nacieron poetas, sí, posibles.
Todo estaría por hacer.

¿Se hizo?
Se fue haciendo, se hace.
Entusiasmo, entusiasmo.
Concluyó la excursión,
Juntos ya para siempre

Jorge Guillén

Índice general

Prefacio	1
1. Introducción	3
1.1. Radioterapia. Planificación y verificación de tratamientos.	3
1.2. Dosimetría y control de calidad para los tratamientos de radioterapia . . .	5
1.2.1. Principios de dosimetría para fotones	5
1.2.2. KERMA, dosis y equilibrio electrónico	7
1.3. Instrumentación para la medida de dosis absorbida en radioterapia	9
1.3.1. Camara de ionización	10
1.3.2. Películas radiográfica y radiocrómica	10
1.3.3. Diodo de silicio	10
1.4. Sistemas para verificar tratamientos de radioterapia	12
1.4.1. Arrays 2D comerciales	12
1.4.2. Prototipos desarrollados por instituciones de investigación	14
1.5. El primer prototipo del sistema Radia.	15
1.6. El nuevo prototipo del sistema Radia	17
2. Material: Descripción del sistema para verificación de tratamientos complejos de radioterapia.	21
2.1. El sistema de detección	21
2.1.1. El detector	21
2.1.2. Maniqués	24
2.1.2.1. Maniqué plano	25
2.1.2.2. Maniqué cilíndrico	26
2.2. El sistema de adquisición de datos y control	26
2.2.1. Arquitectura del sistema de adquisición de datos	27
2.2.1.1. Acondicionamiento de señal: circuito integrador y la función de transferencia.	28
2.2.1.2. Origen de los límites y linealidad de la función de transferencia	32
2.2.1.3. Etapa digitalizadora: convertidor analógico digital	34
2.2.2. Arquitectura del sistema de control del motor	35
2.2.2.1. Sensor de ángulo	36
2.2.3. Arquitectura de comunicaciones del sistema de control y adquisición.	37
2.2.3.1. Procesador, Driver, Bus CAN y Ordenador	37
2.2.4. Protocolo de gestión del sistema de control y adquisición.	40
2.2.4.1. Algoritmo de envío de datos desde el microprocesador	41

2.2.4.2.	Algoritmo de lectura de las instrucciones en el micropro- cesador.	42
2.3.	La interfaz de usuario	42
2.3.1.	La interfaz en la arquitectura del sistema de comunicaciones	43
3.	Características Metrológicas del Sistema	45
3.1.	Caracterización de la señal medida por el sistema de adquisición de datos.	45
3.1.1.	Modelo equivalente del detector: señal de entrada.	46
3.1.2.	Fuentes y tipos de ruido electrónico: definición.	50
3.1.3.	Ruido electrónico en el detector	52
3.1.4.	Ruido electrónico introducido por el sistema de adquisición de datos.	54
3.1.4.1.	Ruido en la etapa de adaptación.	55
3.1.4.2.	Ruido en la conversión analógico digital	57
3.1.4.3.	Balance de ruido electrónico	58
3.1.5.	Medida del ruido	58
3.2.	Caracterización de la función de transferencia del Sistema	59
3.2.1.	Análisis de los intervalos de tiempo de la medida	62
3.2.2.	Ganancia	64
3.2.3.	Resolución	67
3.2.4.	Límites en la detección	68
3.3.	Incertidumbre de la medida.	69
3.3.1.	Errores sistemáticos o de instrumentación	70
3.3.1.1.	Error de ganancia	70
3.3.1.2.	Efecto de la corriente de oscuridad	70
3.3.1.3.	Efecto de la absorción dieléctrica	72
3.3.2.	Errores estadísticos: repetibilidad	73
3.3.3.	Cota de incertidumbre	75
4.	Respuesta a la radiación y caracterización dosimétrica del detector	77
4.1.	Materiales	77
4.2.	Medida y Resultados	78
4.2.1.	Calibración a dosis	78
4.2.2.	Linealidad de respuesta a dosis	82
4.2.3.	Umbral de dosis	83
4.2.4.	Reproducibilidad	84
4.2.5.	Curvas de dosis en profundidad: PDD (Percentage Depth Dose) . .	84
4.2.6.	Penumbra	87
4.2.7.	Output Factor	87
4.3.	Calibración en condiciones de tratamiento	89
5.	VeRa: interfaz para la Verificación de Tratamientos de Radioterapia	91
5.1.	Descripción de las funciones en la interfaz	91
5.1.1.	Lenguaje elegido para la programación del interfaz	92
5.2.	Arquitectura de la interfaz	92
5.3.	Implementación de la arquitectura software	95
5.3.1.	Algoritmos de gestión: adquisición de datos, control y monitoriza- ción del sistema	96
5.3.2.	Algoritmos de análisis	103

5.3.2.1.	Caracterización dosimétrica en condiciones estándar . . .	103
5.3.2.2.	Caracterización dosimétrica en condiciones de tratamiento	111
5.3.3.	Algoritmo de reconstrucción	115
5.3.4.	Algoritmo de bondad: cálculo del índice gamma	116
6.	Conclusiones y Perspectivas	119
6.1.	Conclusiones	119
6.2.	Perspectivas	122
	Bibliografía	122

Prefacio

La radioterapia en la actualidad es una técnica bien establecida en los tratamientos contra el cáncer. En su evolución hacia técnicas más complejas, surge la necesidad de nuevos métodos dosimétricos para verificar los tratamientos. Con el objetivo de lograr un nuevo sistema de verificación, transfiriendo conocimientos de física de altas energías a aplicaciones médicas se estableció la colaboración Radia entre varios departamentos de la Universidad de Sevilla, el Hospital Virgen Macarena, el Centro Nacional de Aceleradores (CNA) y la empresa privada Inabensa. Se llevó a cabo una revisión crítica del sistema tras los prometedores resultados del primer prototipo [1]; como consecuencia surgieron mejoras que afectan tanto al sistema detector (incluyendo el propio detector y los maniqués donde se aloja), como al sistema de adquisición de datos y control del dispositivo experimental, incluyendo una nueva interfaz de usuario. En esta memoria presentamos la solución de diseño adoptada para llevar a cabo estas mejoras, en el marco de la colaboración Radia.

Esta tesis se estructura en los siguientes capítulos:

En el primer capítulo se explican las causas que hacen necesario verificar los tratamientos de radioterapia para asegurar su calidad antes de suministrarlos al paciente. Se introducen algunos conceptos básicos relacionados con la verificación de tratamientos (dosimetría e instrumentación). Se hace una revisión del estado actual de la técnica, haciendo una comparativa, y presentando las ventajas del sistema Radia frente a los sistemas comerciales que hay en la actualidad, así como frente a otros en desarrollo.

En el segundo capítulo se hace una descripción de cómo se resuelven las necesidades que plantea el sistema: qué características tienen el nuevo sistema detector y el sistema de adquisición y control, así como la interfaz de usuario.

El tercer capítulo presenta la caracterización de la señal medida (origen de la señal y cuantificación de las fuentes de ruido), caracterización de la función de transferencia (ganancia y resolución) y cálculo de incertidumbres en el sistema de adquisición.

El cuarto capítulo se dedica a la caracterización dosimétrica del sistema detector. Utilizando el estudio previo de la función de transferencia, y el cálculo de incertidumbres del sistema de adquisición, se presenta el resultado de la respuesta del detector en condiciones equivalentes a las que se utilizan para calibrar las cámaras de ionización y los detectores de silicio, siguiendo los protocolos de control de calidad utilizados habitualmente para dosímetros en radioterapia

El quinto capítulo describe la nueva interfaz de usuario, la cual tiene como objetivo facilitar tareas tales como la caracterización dosimétrica del sistema, reconstrucción de un mapa de dosis o verificación de un tratamiento complejo de radioterapia, mediante su integración dentro del mismo entorno.

Por último presentamos las conclusiones y perspectivas de este trabajo.

Capítulo 1

Introducción

En este capítulo se introduce el motivo de la necesidad de verificar los tratamientos de radioterapia para asegurar su calidad antes de suministrarlo al paciente; el control de calidad de los tratamientos de radioterapia se apoya en conceptos de dosimetría. Para la medida de dosis en radioterapia existen diversos instrumentos, cuyas limitaciones intentan superarse mediante nuevos desarrollos. En este contexto surge la colaboración Radia con la revisión de diseño y puesta a punto del sistema de verificación de tratamientos de radioterapia, del que versa este trabajo.

1.1. Radioterapia. Planificación y verificación de tratamientos.

El cáncer es la segunda causa de muerte más frecuente en los países desarrollados. Cada año se diagnostican más de un millón de casos únicamente en la Unión Europea. Actualmente, los procedimientos empleados en su tratamiento son en general macroscópicos, tal como la cirugía, quimioterapia y radioterapia. Aunque la cirugía es la forma más efectiva de eliminar el tejido maligno, a veces no se puede acceder al tumor o no se conocen exactamente los bordes del mismo [2]. Así, combinada con la radiación mejora el índice de curaciones en un 40 % aproximadamente.

En un tratamiento de radioterapia se busca depositar una dosis de radiación ionizante en una zona a tratar del paciente, minimizando la dosis recibida en el tejido sano adyacente [3–5].

Un reto importante es establecer procedimientos que permitan asegurar la calidad de un tratamiento, demostrando que la distribución de dosis suministrada se corresponderá con la prescrita. Habitualmente se utilizan sistemas de planificación de tratamientos (Treatment Planning System ó TPS) comerciales, los cuales no son siempre fiables para

resolver tratamientos complejos[3] en los cuales se utilizan haces modulados que producen, en ocasiones, altos gradientes de dosis. Una técnica común de conformación de haces, disponible en el Hospital Virgen Macarena de Sevilla es la IMRT [6]. La IMRT consiste en irradiar el volumen objetivo mediante campos irregulares y no homogéneos, producidos por un acelerador utilizando un sistema de colimación, el cual incorpora un colimador multilaminas (MLC), con decenas de hojas de tungsteno. Cada hoja se puede controlar individualmente, permitiendo la generación de un campo de radiación irregular.

Este tipo de tratamientos requieren una verificación dosimétrica específica, además de la recomendada en tratamientos más simples [7–13]. Tradicionalmente, estas verificaciones se venían realizando mediante películas radiográficas, que se insertan en un maniquí de geometría simple y se irradian al mismo tiempo que éste mediante haces que han sido optimizados para un paciente. Estas películas posteriormente se revelan y se escanean, mediante un escáner de transmisión, permitiendo obtener un mapa de dosis. El volumen objetivo así como los órganos de riesgo son identificados por el oncólogo sobre una imagen 3D (Fig.1.1) de la zona afectada obtenida mediante tomografía computerizada (CT) e imagen mediante resonancia magnética (MRI). Estas imágenes se obtienen en el plano axial del paciente (Fig.1.1).

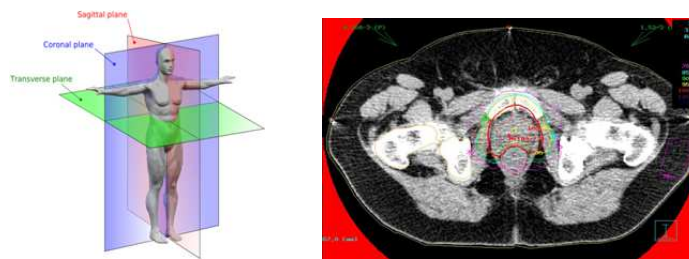


FIGURA 1.1: Izquierda: desde el punto de vista anatómico el cuerpo humano se divide en tres planos: axial, coronal y sagital. Derecha: el especialista delimita en la imagen tomada en el plano axial la región tumoral y prescribe la dosis a aplicar en la zona tumoral, así como la dosis máxima permitida en posibles órganos de riesgo adyacentes.

No obstante, el uso de estas películas no está exento de inconvenientes, como son la excesiva sensibilidad en su manipulación, revelado y dificultad de almacenaje. Sin embargo, el mayor de ellos radica en que la radiografía digital ha hecho que queden pocas reveladoras en los hospitales, las cuales son caras de mantener y tienden a desaparecer.

Dado lo anterior, es preciso desarrollar nuevos sistemas de detección que mejoren los tradicionales y que sean capaces de verificar de una forma simple, correcta y económica, el tratamiento complejo de radioterapia para que este se pueda aplicar de forma óptima y segura.

1.2. Dosimetría y control de calidad para los tratamientos de radioterapia

Un principio fundamental en radioterapia es la utilización de la energía depositada por la radiación incidente para destruir células tumorales reduciendo todo lo posible el efecto en órganos vitales. Resulta importante comprender cómo tiene lugar esa deposición de energía. A día de hoy existen técnicas de radioterapia con distintos tipos de partículas [2], nuestro trabajo se centra en la terapia con fotones, disponible en el Hospital Virgen Macarena de Sevilla, por ello a continuación se presenta una descripción de los conceptos dosimétricos básicos para la terapia con fotones.

1.2.1. Principios de dosimetría para fotones

Dado que los fotones son partículas neutras, cuando estos inciden sobre un medio material, no depositan energía directamente por ionización, como hacen las partículas cargadas. La deposición de energía es un proceso que tiene lugar en dos pasos: en primer lugar los fotones dan su energía a los electrones del átomo, a continuación los electrones transfieren su energía al medio, por ionización o bremsstrahlung[14].

La transferencia de energía de los fotones a los electrones puede ocurrir principalmente por los tres tipos de interacción (Fig.1.2): efecto fotoeléctrico, efecto Compton y producción de par electrón-positrón.

- Efecto fotoeléctrico: el fotón desaparece tras haber transferido toda su energía a un fotoelectrón.
- Efecto Compton: en el cual una parte de la energía del fotón es transferida a un electrón poco ligado del material. La trayectoria del fotón sufre un cambio.
- Producción de pares: el fotón desaparece, generando un par electrón-positrón. Generalmente el positrón se aniquila con un electrón del medio, generando dos fotones de 511 keV.

La probabilidad relativa de que uno de estos tres tipos de interacción tenga lugar depende tanto del número Z del detector, como de la energía del fotón incidente, como muestra Fig.1.3. Como podemos ver en la Fig.1.4 a energías de radioterapia en la sección eficaz de la interacción de los fotones con el cuerpo humano el efecto Compton es dominante.

Cuando una dispersión por Compton ocurre, el fotón transmite parte de su energía a un electrón del átomo, el cual es liberado de la estructura atómica y puesto en movimiento. La energía que se transmite (E_{tr}) esta definida como:

$$E_{tr} \simeq E_{inc} - E_C \quad (1.1)$$

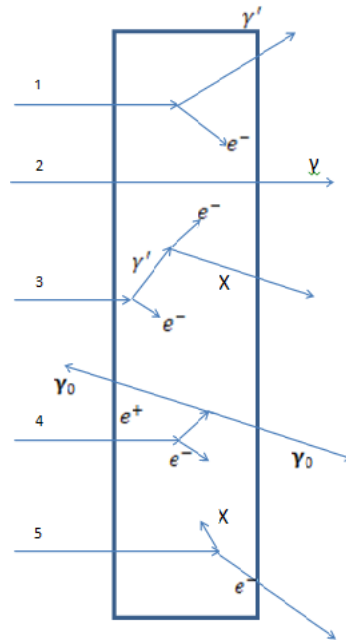


FIGURA 1.2: Ejemplos de interacción de un fotón con una lámina delgada: (1) Efecto Compton. (2) La partícula no interactúa. (3) Efecto Compton tras efecto fotoeléctrico con escape de fotón X. (4) Producción de un par electrón-positrón seguida de aniquilación del positrón, generando dos fotones gamma de 511 keV. (5) Efecto fotoeléctrico con escape de un fotoelectrón. Entre estos tipos de interacción, aquellos en que los fotones transfieren energía a los electrones son el efecto fotoeléctrico, el efecto Compton y la producción de par electrón-positrón [14]

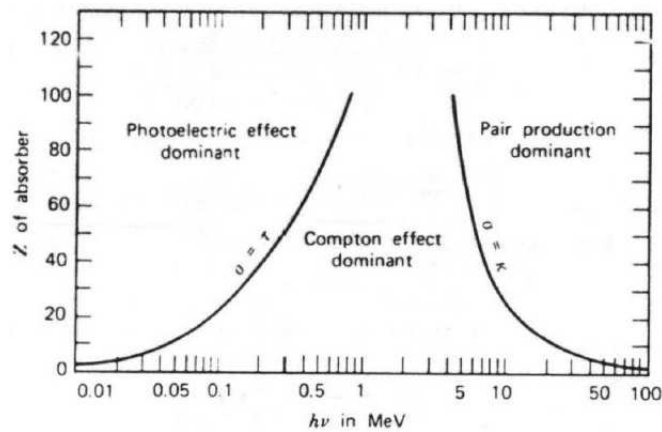


FIGURA 1.3: Las tres principales interacciones de los rayos gamma y su peso relativo en función de la energía y de la densidad del medio [14]

Donde (E_{inc}) es la energía del fotón incidente y (E_C) es la energía del fotón Compton. La energía de ionización no se tiene en cuenta, dado que normalmente es despreciable si la comparamos con las otras energías que entran en juego. Esta energía transferida (E_{tr}) adquirida por los electrones se transmite al medio, por ionización directa (E_{ion}) o por la

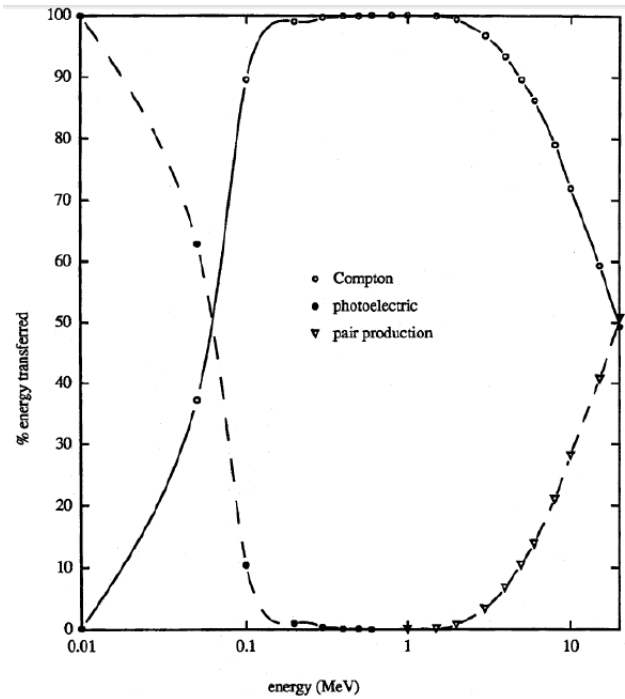


FIGURA 1.4: La proporción relativa de los tres principales interacciones de fotones con agua en función de su energía [15]

producción de fotones de bremsstrahlung (E_{rad}), luego tenemos:

$$E_{tr} = E_{ion} + E_{rad} \quad (1.2)$$

Dado que los procesos radiativos llevan energía lejos de la región de interés, la dosis absorbida está directamente relacionada con la energía perdida por ionización. El bremsstrahlung se hace importante si la energía es mayor que 10 MeV [14], luego en general puede ser despreciado en el rango de energía de radioterapia. En nuestro caso utilizamos un linac para acelerar electrones hasta 6 MeV, para producir fotones por bremsstrahlung. Por tanto, estos fotones nunca tienen más de 6 MeV, por ello en nuestro caso se puede despreciar dicha componente.

En nuestro sistema, presentado en el capítulo 2, donde un maniquí de polietileno alberga un detector, los electrones en el maniquí son puestos en movimiento por los fotones, y detectados en el volumen activo del detector de silicio. Una vez en el detector, generan una corriente proporcional a la energía depositada en el detector. Finalmente, la dosis absorbida se obtiene en función de la energía depositada.

1.2.2. KERMA, dosis y equilibrio electrónico

El KERMA (Kinetic Energy Released per unit MAss) está definido como la energía que es transferida por los fotones incidentes a partículas cargadas, en nuestro caso, de fotones

a electrones, en un volumen infinitesimal.

$$K = \frac{dE_{tr}}{dm} = \left(\frac{\mu}{\rho} \right)_{tr} \Psi$$

Donde $\left(\frac{\mu}{\rho} \right)$ es el coeficiente de transmisión de energía de masa y Ψ es la energía a través de la superficie ó $\frac{dE}{dS}$.

La energía transferida de fotones a electrones ó el KERMA total (K_{total}) se puede dividir en la suma del término debido a la ionización ó KERMA de colisión (K_{col}), y al término debido a la producción de fotones bremsstrahlung ó KERMA radiativo, (K_{rad}).

$$K_{total} = K_{col} + K_{rad}$$

Dado que sólo procesos no radiativos contribuyen al KERMA de colisión, este puede expresarse según Ec.1.3

$$K_C = \frac{dE_{abs}}{dm} = \frac{(E_{\gamma}^{in} - E_{\gamma}^{out})}{dm} = \left(\frac{\mu}{\rho} \right)_{abs} \Psi \quad (1.3)$$

En E_{γ}^{out} está incluida la contribución de todos los fotones que abandonan el volumen de interés, no solo fotones por dispersión Compton, si no también bremsstrahlung.

La dosis absorbida esta definida como la energía por unidad de masa absorbida por unidad de volumen dV del medio. La energía absorbida es obviamente la diferencia entre la energía que entra en el volumen dV y la que lo abandona, separando la contribución de la radiación y la partículas cargadas tenemos:

$$dE = (E_{\gamma}^{in} - E_{\gamma}^{out}) + (E_{e^-}^{in} - E_{e^-}^{out})$$

es decir, la dosis queda definida como:

$$D = \frac{dE}{dm} = \frac{(E_{\gamma}^{in} - E_{\gamma}^{out})}{dm} + \frac{(E_{e^-}^{in} - E_{e^-}^{out})}{dm} = K_C + \frac{(E_{e^-}^{in} - E_{e^-}^{out})}{dm}$$

La condición en la cual ($E_{e^-}^{in} = E_{e^-}^{out}$) es llamada equilibrio electrónico: para cada partícula de un tipo dado que entra en el volumen dV hay otra del mismo tipo y energía que lo abandona. En ese caso, la dosis absorbida es igual al kerma de colisión $D = K_C$.

Fig.1.5 muestra claramente la relación entre KERMA, dosis y equilibrio electrónico. En el caso de que el haz de fotones no sea atenuado, el KERMA no depende de la profundidad en el medio, dado que la probabilidad de dispersión Compton es constante. No se puede decir lo mismo para la dosis absorbida: en la superficie de la zona no hay equilibrio electrónico dado que los electrones comienzan a ser producidos y el número de partículas saliendo del volumen es mayor que el número que entra. A esto se le llama región de

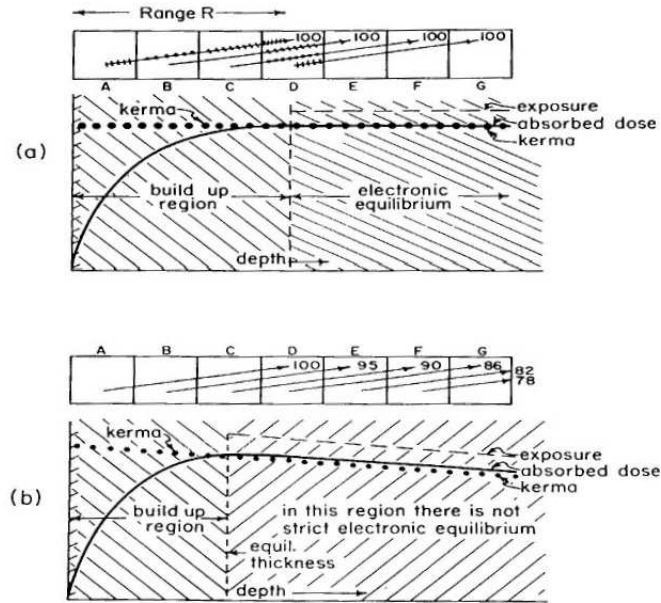


FIGURA 1.5: Relación entre kerma, dosis y equilibrio electrónico [14].

build-up. La dosis sigue aumentando hasta que llega a la profundidad d del mismo orden del rango R de los electrones: en este punto, la fluencia de partículas cargadas se hace constante y se consigue el equilibrio electrónico.

En un caso real esto no sucede así, el haz de fotones es atenuado, y no se puede llegar a un completo equilibrio electrónico. La probabilidad de que ocurra la dispersión Compton disminuye según aumenta el número de fotones, y así lo hace el KERMA.

El aumento de la dosis absorbida para una profundidad $d \lesssim R$, alcanza su máximo, y disminuye según disminuye el KERMA. Para una profundidad determinada el KERMA es siempre un poco menor que la dosis. Esto es nuevamente debido a la atenuación de los fotones, dado que el KERMA depende del número N de fotones a una profundidad d . Cerca del máximo se llega a la llamada zona de transición de equilibrio de partículas (TCPE). Estas son las condiciones ideales para medir la dosis, puesto que depende menos de la profundidad a la que pongamos el dosímetro [14].

1.3. Instrumentación para la medida de dosis absorbida en radioterapia

Existen dosímetros realizados con diversas tecnologías, a continuación se hará una introducción a los que habitualmente se utilizan en servicios de radioterapia, esto es, las cámaras de ionización, las películas radiográficas ó radiocrómicas y los diodos de estado sólido. Cada uno de estos elementos utiliza un efecto diferente de la radiación sobre un medio [15, 16]. Se utilizan para encontrar la relación de dosis en un punto del maniquí

con la dosis en cualquier otro punto (verificación relativa), pero generalmente no para las medidas de dosis absoluta absorbida en un punto, para lo cual deben calibrarse en laboratorios de referencia.

1.3.1. Cámara de ionización

La cámara de ionización mide el número de pares de iones producidos en un volumen de aire debido a la radiación incidente. Su configuración más básica corresponde a un par de placas de electrodos separadas por un volumen de aire a las que se aplica una diferencia de potencial típicamente entre 100 y 400V. Cuando la radiación atraviesa las dos placas, ioniza el aire produciendo electrones e iones positivos. Las partículas cargadas se dirigen hacia su electrodo correspondiente dirigidas mediante el campo eléctrico, produciendo un flujo de corriente, el cual puede ser medido por un electrómetro. Las cámaras de ionización esta diseñada para medidas punto a punto de la dosis absorbida en un medio, esta debe cumplir los principios básicos de teoría de cavidades [16]. Las utilizadas en los hospitales deben ser calibradas por laboratorios de referencia secundarios que a su vez se calibran en laboratorios primarios, para obtener valores absolutos de dosis. La capacidad de detección de la cámara de ionización esta limitada por su tamaño físico y el volumen de aire necesario para tener una señal suficiente.

La cámara de ionización no tiene una buena resolución en energía, para campos con alto gradiente de dosis, tiende a sobreestimar el ancho de la penumbra.

1.3.2. Películas radiográfica y radiocrómica

Las películas radiográficas ya introducidas en la sección 1.1 tienen una excelente resolución espacial, pero no se trata de un material equivalente a la piel y su procesado que resulta laborioso, puede producir errores. Las películas radiocrómicas[17] tienen un comportamiento más parecido al tejido, y no necesitan ser reveladas: la intensidad del color es proporcional a la dosis absorbida por la película, la dosis se calcula midiendo la transmisión de luz a través de la película utilizando un fotodensitómetro, lo cual hace que sea un dosímetro muy práctico para campos pequeños [13, 16]. Ambos métodos pueden ser utilizados para obtener un mapa de dosis con buena resolución espacial, con el inconveniente de que no permiten obtenerlo en tiempo real, y pueden verse afectados por efectos de polarización y no uniformidad de los escáneres de películas comerciales.

1.3.3. Diodo de silicio

El diodo de silicio consiste en una unión p-n cuyo funcionamiento como detector se basa en el principio que ilustra la Fig. 1.6: la zona n del silicio tiene exceso de electrones,

mientras que la zona p tiene huecos. Si se aplica una diferencia de potencial para atraer los portadores de carga a la unión entre las dos regiones, se producirá una corriente entre ambas. Si la polaridad aplicada es inversa, de modo que los portadores de carga se alejen de la zona de unión, se formará una región de deplexión, libre de portadores de carga, donde sólo existirá una pequeña corriente de fugas. El tamaño de esta región de deplexión depende del potencial aplicado. Cuando una partícula cargada incide, se generan nuevos pares electrón-hueco en esta región, que serán atrapados por el potencial del campo en esta zona, generando una corriente de ionización. De este modo se produce un pulso de carga, cuyo tamaño depende del número de pares electrón-hueco generado por la partícula en la región de deplexión [15, 18].

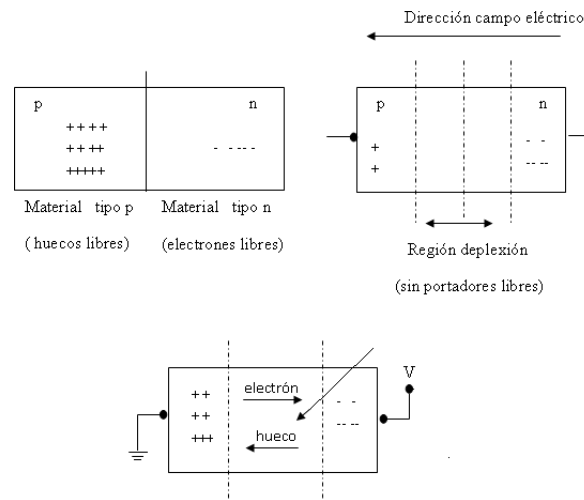


FIGURA 1.6: Cuando se aplica un campo externo a la región p-n, se produce una zona de deplexión. El tamaño de esta zona depende del voltaje aplicado. Cuando una partícula llega a esta zona, produce un número determinado de pares electrón-hueco, produciendo una corriente que puede ser medida.

El silicio es un material semiconductor muy atractivo como detector de radiación, permite conseguir una buena señal de respuesta en un pequeño volumen sensible. Estos detectores permiten obtener una alta resolución espacial, debido a que este material es más sensible que una cámara de ionización con el mismo volumen. Otra característica que hace del diodo de silicio un buen detector para las aplicaciones de radioterapia es el cociente constante entre el poder de frenado del silicio y agua para las energías utilizadas en radioterapia, lo cual permite utilizar las medidas con diodo para obtener distribuciones de dosis en profundidad [14]. Otras ventajas del diodo de silicio son su robustez y estabilidad mecánica, excelente reproducibilidad. Sin embargo, la respuesta del diodo puede variar con la energía y la temperatura, y puede sufrir daños debido a la radiación, por esta razón los diodos no suelen estar recomendados para dosimetría absoluta, y las distribuciones de dosis obtenidas con diodos deben ser verificadas con cámaras de ionización.

1.4. Sistemas para verificar tratamientos de radioterapia

Con el objetivo de asegurar la calidad en los tratamientos de radioterapia se han desarrollado múltiples sistemas para su verificación antes de aplicarlo a un paciente. Existen sistemas comerciales así como nuevos desarrollos realizados por diversas instituciones de investigación (tabla 1.1). La calibración del sistema de planificación de tratamientos de radioterapia (Treatment Planning System ó TPS) se realiza en condiciones de referencia, con el acelerador a 0, por ello se pueden cometer errores en el cálculo de dosis, especialmente para campos pequeños y bajas dosis, y cuando la cabeza del acelerador se aleja de las condiciones de referencia.

Entre los sistemas comerciales hay sistemas de detección 2D basados en cámaras de ionización y diodos de silicio, los cuales permiten obtener mapas de dosis mediante algoritmos de reconstrucción. La resolución espacial de estos sistemas depende de la distancia entre los elementos de detección. La dosimetría portal ó EPID (Electronic Portal Imaging Device), es otra opción comercial, asociada al acelerador, la cual permite medir la fluencia de salida del acelerador, así como la posición del colimador multiláminas. Se han desarrollado múltiples sistemas basados en diversas tecnologías [19]. La resolución espacial es mejor que la de los arrays de detectores en 2D, pero la calibración del instrumento es más complicada. En este contexto, diversas instituciones de investigación comienzan a realizar desarrollos que resuelvan las limitaciones de los sistemas comerciales. En la tabla 1.1 se muestra un resumen de los principales.

1.4.1. Arrays 2D comerciales

Los sistemas comerciales basados en arrays 2D permiten la verificación de cada campo, así como la verificación de un tratamiento en tiempo real. El plano detector de estos sistemas puede estar compuesto por diodos de silicio o cámaras de ionización. Aparte de la tecnología del detector, se diferencian en la disposición y distancia entre estos.

Los sistemas MapCHECK y MapCHECK2 (Fig.1.7) fabricados por Sun Nuclear, se basan en diodos tipo n. MapCHECK está formado por un array de 445 diodos con un área activa de 0.64 mm^2 . La distancia entre los diodos es 7.07 mm dentro del área central de $10 \times 10 \text{ cm}^2$ y de 14.04 mm en el área externa, cubriendo un área total de $22 \times 22 \text{ cm}^2$. MapCHECK2 contiene 1527 diodos con un espaciado uniforme de 7.07 mm en todo el array, cubriendo un área total de $32 \times 26 \text{ cm}^2$.

Basados en cámaras de ionización separadas, nos encontramos con l'MRT MatriXX (Fig.1.8) del grupo de dosimetría IBA, y OCTAVIUS 729 (Fig.1.9) de PTW Freiburg GmbH.

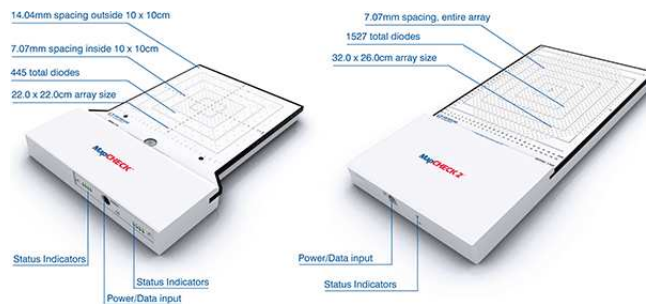


FIGURA 1.7: En la imagen de la izquierda se muestra MapCHECK, en la derecha MapCHECK2. Vemos la diferente disposición y número de diodos.

I'MRT MatriXX está compuesto por 1020 cámaras de ionización situadas a una distancia de 0.76 cm de distancia entre ellas, cubriendo un área total de $23.63 \times 23.63 \text{ cm}^2$. Cada cámara de ionización tiene un diámetro de 0.45 cm y una altura de 0.5 cm.

Octavius 729 tiene 729 cámaras de ionización con unas dimensiones de $5 \times 5 \times 5 \text{ mm}^3$, con un distancia de 10 mm entre centros, que permite medir un campo de $27 \times 27 \text{ cm}^2$. Este se puede acoplar a un maniquí cilíndrico Fig.1.10, permitiendo ubicar en todas las medidas el array perpendicular al haz, evitando errores por dependencia angular.

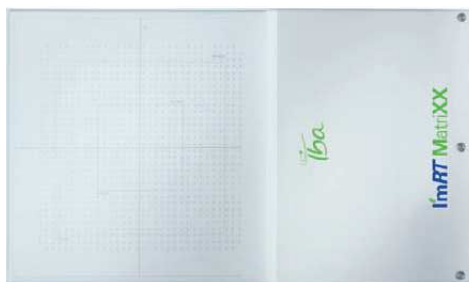


FIGURA 1.8: El aparato I'MRT MatriXX de IBA

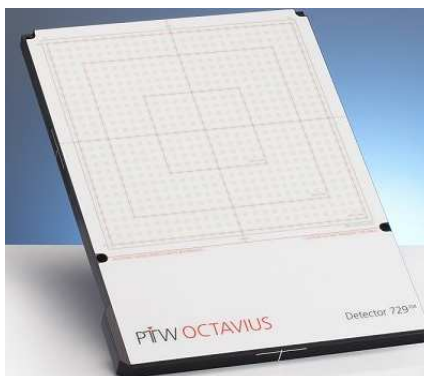


FIGURA 1.9: Detector Octavius 729, fabricado por PTW

La reconstrucción de la dosis en tiempo real con estos sistemas puede realizarse gracias a algoritmos de interpolación. El teorema de Nyquist se puede utilizar para estimar la



FIGURA 1.10: Maniquí cilíndrico para acoplar el detector OCTAVIUS

distancia y frecuencia en el espacio óptima de los detectores, para poder verificar un tratamiento de IMRT [20].

Existen diversos estudios comparando las características de los sistemas MapCHECK y MatriXX [21], así como para el detector Octavius 729 [22]. Todos estos sistemas tienen la ventaja sobre las películas de que proporcionan la dosis en tiempo real. Sin embargo, su resolución espacial es peor, del orden del centímetro en todos ellos. Necesitan una electrónica complicada por el gran número de canales y no son efectivos para obtener mapas de dosis en planos axiales.

La compañía sueca Scandidos ha desarrollado un sistema llamado Delta4 [23]. Este sistema (Fig.1.11) es el primer intento de medir la dosis en el plano axial. Aunque puede obtenerse la dosis online y se ha validado correctamente un código de interpolación, este sistema aún depende de los datos del planificador para construir el mapa de dosis en el plano axial. El maniquí de PMMA de este sistema utiliza 1069 diodos cilíndricos de tipo p (con un área de 0.0078 cm^2) instalados en dos planos perpendiculares en cada uno de estos planos, la distancia entre los diodos es de 0.5 cm en el área central ($6 \times 6 \text{ cm}^2$), y de 1 cm en el resto del área hasta los $20 \times 20 \text{ cm}^2$.



FIGURA 1.11: Imagen del sistema delta 4 durante un experimento

1.4.2. Prototipos desarrollados por instituciones de investigación

Para resolver los problemas que presentan los sistemas 2D comerciales, se comenzó el desarrollo de otros sistemas basados en detectores de semiconductor segmentados: Este

tipo de detector es ampliamente utilizado en imagen médica (como PET) y en física para altas energías. A continuación presentamos algunos ejemplos:

En el marco del proyecto europeo MAESTRO (Methods and Advanced Equipment for Simulation and Treatment in Radio Oncology) se ha desarrollado un detector monolítico segmentado con 441 pixeles, cubriendo un área de $6.3 \times 6.3 \text{ cm}^2$ [24]. Cada pixel tiene un área activa de $2 \times 2 \text{ mm}^2$ y una distancia de 3 mm entre el centro de cada pixel. La electrónica de lectura esta basada en el ASIC TERA06 desarrollado por el INFN y producido por IBA Dosimetry. Este detector puede ensamblarse en matrices de 3×3 , permitiendo obtener un detector mayor, segmentado, con un área activa de $18.9 \times 18.9 \text{ cm}^2$. La respuesta de este detector fue caracterizada y contrastada con cámaras de ionización y arrays 2D[25]. Se utilizó para medir mapas de dosis y sus resultados fueron comparados con el sistema MapCHECK. Los resultados fueron positivos, aún así, el sistema es demasiado voluminoso debido a la electrónica asociada y, como consecuencia de esto, no esta diseñado para medir en planos axiales.

En la búsqueda de mejorar la resolución espacial se trabaja en detectores segmentados de silicio submilimétricos. Así, por ejemplo, DOSI es un array de silicio pixelado con un área activa de $0.25 \times 32 \text{ mm}^2$, y un espesor de $50 \mu\text{m}$. Los pixeles tienen un tamaño de $0.25 \times 0.25 \text{ mm}^2$, con una distancia de 0.05 mm. Su caracterización se ha llevado a cabo [26] comparándolo con cámaras de ionización y detectores de diamante, existiendo una buena concordancia.

En este contexto, surge el proyecto RADIA [27], la principal innovación es que se trata del primer prototipo de un sistema que permite medir dosis en el plano axial con un detector monolítico de silicio.

1.5. El primer prototipo del sistema Radia.

El sistema de verificación de tratamientos de radioterapia Radia es el resultado de la colaboración entre el Hospital Virgen Macarena, el Centro Nacional de Aceleradores, el Departamento de Tecnología Electrónica y la Facultad de Física de la Universidad de Sevilla. Radia tiene por objetivo resolver los problemas planteados en el estado de la técnica actual.

Las películas no proporcionan la medida de la dosis en tiempo real, además de conllevar un tedioso proceso de calibrado y análisis, que hay que repetir con cada nuevo lote de placas. Los “2D Arrays”, que sí miden en tiempo real, y que se encuentran comercialmente, están constituidos por cámaras de ionización ó detectores de semiconductor. Ambas soluciones presentan una disposición en la que la matriz de detectores está insertada en una placa, lo cual impide situarlos en planos transversales, por lo que únicamente son capaces de medir en los planos coronales del tratamiento. Además, la electrónica

asociada está ligada al sistema de detección, con lo cual la dirección de incidencia del haz queda limitada para no dañar los circuitos electrónicos, y que estos no perturben la medida. Existen prototipos de detectores con una alta resolución espacial, pero cuya electrónica asociada limita la incidencia del haz de radiación a la vertical, resultado útiles sólo para medidas de perfiles en una dimensión de campos pequeños o las penumbras de los mayores.

El primer prototipo de Radia [1] fue implementado con un detector de silicio segmentado por una cara (Single Sided Silicon Strip Detector, SSSSD) comercial, de Micron Semiconductors Ltd., con un espesor de $500\ \mu\text{m}$ y dividido en 16 tiras con un ancho de $3.1\ \text{mm}$, con un área total de $50 \times 50\ \text{mm}^2$. El sistema patentado incluye dos maniqués realizados con agua sólida, uno diseñado para la caracterización del detector y otro para la verificación del tratamiento. Para la caracterización del detector se utilizó un maniqué plano con unas dimensiones de $30 \times 30\ \text{cm}^2$. Un maniqué cilíndrico de $15\ \text{cm}$ de diámetro y $17\ \text{cm}$ de longitud, fue desarrollado para simular condiciones cercanas a las que se encuentran en la clínica y poder verificar un tratamiento en 2D. Como innovación, el detector se posiciona dentro del maniqué cilíndrico paralelo al eje del haz (Fig.1.12).

El maniqué cilíndrico tiene un motor acoplado que le permite girar sobre su propio eje. Para la lectura de la corriente resultado de la irradiación del SSSSD con el acelerador linac de $6\ \text{MV}$ del Hospital Virgen Macarena de Sevilla, se implementa un electrómetro que integra la carga total recibida. La carga, proporcional al voltaje de salida es digitalizada con un ADC de 12 bits y analizada utilizando un DSP. Este primer electrómetro, diseñado con un circuito integrador tenía el problema de que según cambiaba la tensión, así cambiaba la polarización del voltaje del detector, afectando esta variación la sensibilidad y produciendo una no linealidad en la respuesta de la corriente generada. Para compensar esta desviación, el DSP aplicaba un algoritmo de linearización, el cual calculaba el mejor ajuste cuadrático obtenido durante las medidas, así como la corrección debida a la no uniformidad de cada uno de los canales de lectura, para aplicar un factor de conversión a la lectura y convertir a dosis (cGy) dicha lectura. La señal procesada digitalmente en el DSP es transferida a una aplicación software desarrollada en Labview ubicada en un PC. Dicha aplicación permite tanto controlar la rotación del motor como la adquisición de señales del detector de silicio, previamente calibrada a dosis en el hardware. Los datos se transmiten mediante un bus serie RS-232. El periodo de muestreo del software de lectura esta limitado por el tiempo de procesado durante la adquisición, el DSP permite llegar a periodos menores que $100\ \text{ms}$, pero la adquisición está limitada a $700\ \text{ms}$ debido a las operaciones en el DSP y el software.

La señal adquirida procesada en el PC permite la reconstrucción de un mapa de dosis, mediante un algoritmo basado en la transformada de Radon [28] donde, se considera la dosis absorbida en cada punto como una función $f(x,y)$ donde x e y son las coordenadas del plano axial, ésta se reconstruye a partir de las dosis recogidas en cada uno de los

segmentos longitudinales de los que se compone el detector, en medidas realizadas a diferentes orientaciones del mismo; y donde dichas dosis constituyen la función proyectada, del mapa de dosis $f(x,y)$ que se desea obtener.



FIGURA 1.12: Maniquí cilíndrico con la electrónica asociada, ubicado en el Hospital Virgen Macarena de Sevilla, para realizar el experimento.

1.6. El nuevo prototipo del sistema Radia

Tras la caracterización [27] de la primera versión descrita en la sección 1.5, se hizo una revisión crítica de diseño del sistema, con el objetivo de mejorar la resolución espacial y en energía, así como para obtener un sistema más efectivo en el tiempo de uso.

Para poder llevar a cabo dichos objetivos, es necesario definir nuevos requisitos tanto en el plano detector como desde el punto de vista mecánico, electrónico y del software:

Para conseguir una mejor resolución espacial, en el nuevo sistema se utiliza un detector formado por dos SSSSD, que denominamos “Dual Single Sided Silicon Strip Detector, DSSSSD”, también de Micron Semiconductor Ltd.[29]. Este detector, fabricado según nuestros requerimientos, tiene un tamaño mayor y su superficie está dividida en un mayor número de tiras más estrechas que en el anterior prototipo. Para poder albergar este nuevo detector, es necesario diseñar un nuevo maniquí cilíndrico de mayores dimensiones, así como un sistema motor que permita girar el maniquí con una resolución mínima de 1 μ m, de forma que mejore la precisión en el control de la posición del detector. El motor debe ser lo más pequeño posible, y situarse alejado del detector, para no interferir en la radiación. El motor será controlado por un driver que recibe señales desde un sistema hardware. El hardware además de este control incluye un sistema de lectura basado en un digitalizador de 16 bits, para mejorar la resolución en energía respecto al prototipo anterior.

El software debe permitir tanto la lectura de los datos del sistema de adquisición como el control del motor que permite girar el maniquí cilíndrico. Para eliminar el límite en

la frecuencia de muestreo introducido por el tiempo de procesado de datos en el DSP, los datos brutos son transferidos al PC mediante un bus CAN. Como innovación en la revisión de diseño, se implementa una interfaz que permite integrar tanto las funciones de caracterización del detector como la reconstrucción del mapa de dosis en el plano axial. Este mapa de dosis reconstruido se puede comparar con la salida de datos calculada por el planificador mediante el cálculo del índice gamma.

Una descripción más extensa de cómo se resuelven estos requisitos se presenta en el capítulo 2.

Nombre comercial	Fabricante	Tipo detector	Número detectores	Tamaño detector	Detector pitch	Area Total
MapCHECK	Sun Nuclear (Melbourne)	Diodo Si tipo n	445	0.8x0.8mm2	Distancia variable: (7.1 - 14.04mm)	22x22
MapCHECK2	Sun Nuclear (Melbourne)	Diodo Si tipo n	1527	0.8x0.8mm2	7.07 mm	
ImRT MATRIX	IBA Dosimetry (Alemania)	Camara ionización	(32x32)	cilíndrico	7.5mm	23.63x23.6
OCTAVIUS 729	PTW (Freiburgo, Alemania)	Camara ionización	1024	(4.5mm diámetro, 5mm alto)		
DELTA4	Scandidos (Suecia)	Diodo cilíndrico tipo p	729	5x5x5mm3	10 mm	27x27
			1069	3.8 mm diámetro 2 mm alto	Distancia variable: (0.5cm - 1cm)	20x20cm ²
Proyecto	Institución	Tipo detector	Número detector	Tamaño detector	Detector pitch	Area Total
MAESTRO	CEA, Saclay (Francia)	Detector monolítico segmentado	441 pixels (21x21)	2x2 mm2	3 mm	6.3x6.3cm2
DOSI	Reino Unido	Detector monolítico segmentado	128 pixels	0.25x0.25 cm2	0.5 mm	18.9x18.9cm2 0.25x32cm2
RADIA	España (Sevilla)	Detector monolítico segmentado	16 tiras	49.5x3x5 mm3	3.1 mm	50x50mm2
RADIA2	España (Sevilla)	Detector monolítico segmentado	32 tiras	64x2x0.5 mm3	2 mm	64x64mm2

TABLA 1.1: Sistemas para la verificación de tratamientos de radioterapia

Capítulo 2

Material: Descripción del sistema para verificación de tratamientos complejos de radioterapia.

Este capítulo presenta el sistema de verificación de tratamientos de radioterapia puesto a punto en esta tesis, resultado de una revisión crítica de diseño del sistema anterior[27], cuyo objetivo es obtener un sistema con una mejor resolución en energía y espacial, así como más efectivo en el tiempo de uso. Se describe la solución de diseño elegida para resolver los nuevos requisitos de cada uno de los bloques que forman el sistema de verificación; esto incluye el rediseño del sistema detector (detector, maniqués), sistema de adquisición, control del motor, y análisis de datos e interfaz de usuario. Se hará una caracterización más extensa de la respuesta del sistema de adquisición de datos en el capítulo 3, y del detector en el capítulo 4. Asimismo, la interfaz de adquisición y análisis se estudiará en detalle en el capítulo 5.

2.1. El sistema de detección

Como resultado de la revisión crítica anteriormente mencionada, el nuevo sistema de detección cuenta con un detector, un maniquí plano, y un maniquí cilíndrico mejorados, que serán descritos en los siguientes epígrafes.

2.1.1. El detector

El bloque detector en esta versión del sistema es el detector que denominados “Dual chip Single Sided Silicon Strip Detector BB7”, abreviado DSSSSD BB7, fabricado por Micron

Semiconductor. Como base para su diseño se utilizaron dos detectores comerciales BB7-500; adaptados en una configuración especial, teniendo en cuenta que la aplicación final es la medida de una dosis absorbida. Cada BB7-500 se trata de un detector de silicio de $500 \mu\text{m}$ de espesor, segmentado por una cara (SSSSD, “Single Sided Silicon Strip Detector”). Cada SSSSD presenta una cara segmentada en 32 tiras (2 mm de anchura) y un anillo de guarda. El área activa de cada SSSSD es de $64 \times 64 \text{ mm}^2$, con un espesor de $500 \mu\text{m}$ de Si .

Los dos detectores BB7-500 (Fig.2.1) se montaron en planos paralelos, con las tiras perpendiculares entre sí, mirando hacia fuera, separados por una capa dieléctrica de kapton de $500 \mu\text{m}$, con las mismas dimensiones que la oblea de silicio, minimizando las capas de aire entre ellas.

Con respecto al prototipo anterior el nuevo detector se ha elegido con una mayor área activa, para permitir medidas de mapas de dosis mayores. El número de tiras es mayor, teniendo cada una de ellas una anchura menor, buscando así mejorar la resolución espacial [27].

	W1(SS)-500 detector	Dual chip SSSSD BB7
Number Junction Element	16	32
Element Length	49.5 mm	64 mm
Element pitch	3.1 mm	2 mm
Active Area	$50 \times 50 \text{ mm}^2$	$64 \times 64 \text{ mm}^2$
Thickness	$500 \mu\text{m}$	$500 \mu\text{m}$ (cada SSSSD)
Element active volume	$49.5 \times 3.0 \times 0.5 \text{ mm}^3$	$64 \times 2.0 \times 0.5 \text{ mm}^3$
Metalization	Aluminum $0.3 \mu\text{m}$	Aluminum $0.3 \mu\text{m}$
Package	PCB with edge connections on one side	PCB kapton

TABLA 2.1: Comparación entre las características del detector del primer prototipo y las del segundo

En los resultados con el sistema anterior [27] se observó que el detector presentaba problemas en las tiras situadas en los extremos, por el efecto de bordes [27, 30]. El nuevo diseño incluye un anillo de guarda, que permite disminuir este efecto de bordes [31].

Aunque hablamos del detector como una unidad, en realidad cada una de las tiras se comporta como un detector independiente. El detector está compuesto por un conjunto de diodos, los cuales polarizamos en inversa [18, 32]. Se polarizan todas las tiras a +40 V por el cátodo (dopado n), el sustrato es el cátodo compartido (oblea con dopado n). Cada una de las tiras tiene un dopado tipo p (ánodo). Las tiras se conectan al conector de salida, para así leer la señal que llega a cada una ellas.

En las medidas de dosis con el W1(SS)-500 se observaron problemas por interferencia con los conectores [33] y con el marco en el que se monta el detector. Así, en el nuevo detector

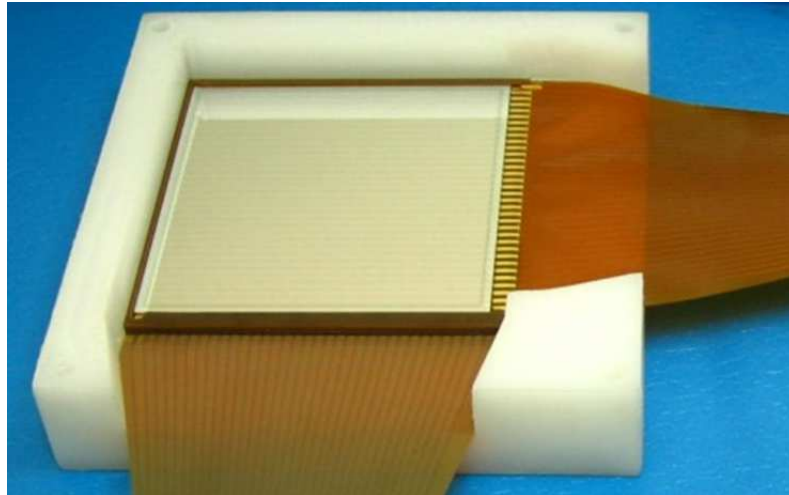


FIGURA 2.1: Imagen de una de las caras del detector. Se aprecian las 32 tiras de silicio, el anillo de guarda y los cables flexibles de kapton (los conectores están al final de los cables).



FIGURA 2.2: Detalle de los contactos entre cada una de las tiras del detector y las pistas de salida. El anillo de guarda, que también actúa como cátodo puede observarse en esta imagen.

se han alejado los conectores, y se ha minimizado la cantidad de material que compone el marco. Para el marco del nuevo detector se utiliza un espesor de $1200 \mu\text{m}$ de kapton 2.3 (Arlon 85N polyimida laminado de Dupont), con una densidad de 1.6 g/cm^3 . En las direcciones paralelas al plano del detector las dimensiones del marco se han disminuido desde $\sim 1 \text{ cm}$ a 1.5 mm (Fig.2.3). El dieléctrico intermedio elegido entre ambas caras del detector también es kapton, por su baja conductividad térmica y buenas propiedades aislantes.

El disponer los detectores con las tiras perpendicularmente, uno respecto al otro, permite

reducir el tiempo necesario para la toma de datos, al poder tomar datos simultáneamente en dos ángulos (α y $\alpha + 90$).

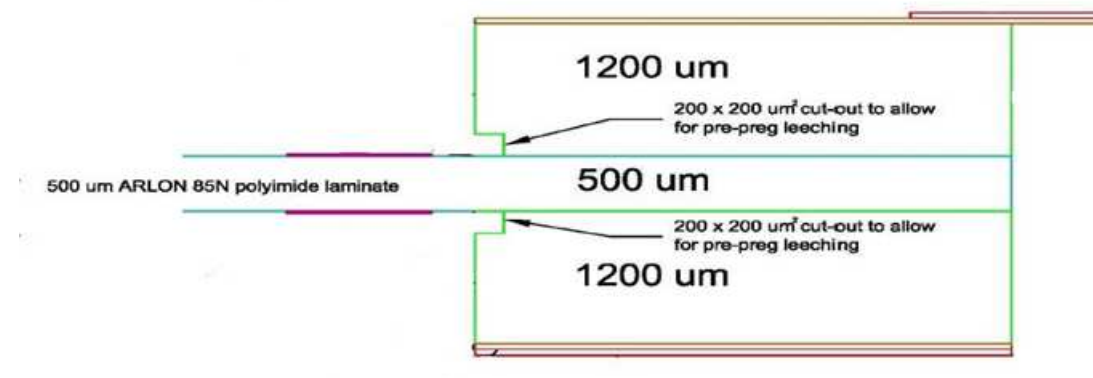


FIGURA 2.3: Esquema del perfil del encapsulado de detector proporcionado por Micron Semiconductor.

Los cables planos que salen del detector son dos cintas finas de kapton de 200 mm de longitud, al final de los cuales se instala un conector (Samtec TSW-117-7-L-D) de pines. Las cintas conectadas directamente a las tiras detectoras tienen 34 pistas conductoras: 32 para las tiras del detector, una para el anillo de guarda y otra para el cátodo. Están hechas de un núcleo de 50 μm Dupont AP8525R ($\rho = 1.43 \text{ g/cm}^3$), con 18 μm de cobre en cada lado.

Para albergar el detector, ha sido diseñada una caja (Fig.2.4), como protección y para minimizar las ranuras de aire entre la superficie del detector y las paredes de la caja, con objeto de no modificar las condiciones de equilibrio electrónico de los electrones que llegan a la superficie del detector. Dicha caja tiene unas dimensiones de 108.4 mm \times 108.4 mm \times 46.1 mm.

2.1.2. Maniqués

El nuevo diseño del detector conlleva la necesidad de rediseñar los maniqués en los cuales debe alojarse éste. Se revisan tanto el maniqué plano para la caracterización del sistema en condiciones estándar, como el cilíndrico para la obtención del mapa de dosis en el plano axial. El volumen de polietileno alrededor del detector debe ser suficiente como para conseguir el equilibrio electrónico [14, 27]. Los maniqués deben tener tamaño suficiente como para alojar el nuevo detector en dichas condiciones, y dar salida a los dos cables ahora necesarios, uno por cada cara del detector.



FIGURA 2.4: Caja para almacenar el detector minimizando las capas de aire. A la izquierda vemos la tapa de la caja. A la derecha vemos la caja donde se instala el detector



FIGURA 2.5: Maniquí plano, tiene un hueco para albergar la caja del detector y la salida de los cables

2.1.2.1. Maniquí plano

Las dimensiones del maniquí plano, que se muestra en la Fig.2.5, son 300 mm × 300 mm × 50 mm, con huecos correspondientes a las dimensiones de la caja diseñada para albergar el detector.

2.1.2.2. Maniquí cilíndrico

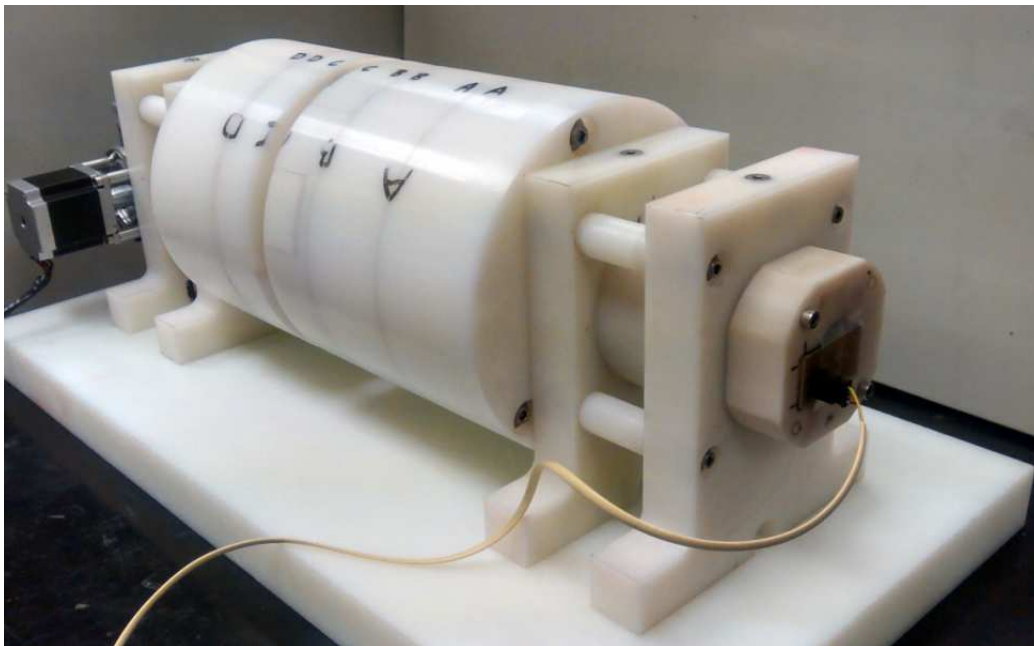


FIGURA 2.6: El maniquí cilíndrico gira alrededor de un eje. A un extremo de este eje se encuentra el motor, en el opuesto el sensor de ángulo. El sensor de ángulo se encuentra montado sobre una PCB. Podemos ver la PCB a la derecha de la imagen

El maniquí cilíndrico (Fig.2.6) tiene unas dimensiones de 300 mm de longitud y un diámetro de 200 mm. Está formado por la unión de cinco cilindros, no todos iguales. Los cinco cilindros están unidos por tornillos pasantes de polietileno.

El cilindro central permite albergar la caja que contiene el detector para minimizar sus huecos de aire. Este es intercambiable, dando la posibilidad de alojar películas radiográficas y cámaras de ionización, permitiendo hacer una comparación entre las medidas obtenidas con los distintos métodos para las mismas condiciones.

2.2. El sistema de adquisición de datos y control

El sistema de lectura de datos y control Radia2 ha sido diseñado en colaboración con el departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad de Sevilla, introduciendo mejoras respecto al prototipo anterior [1, 27]. Es un sistema de adquisición de datos para 64 canales, específicamente concebido para esta aplicación, con capacidad para leer cada una de las tiras del detector, buscando aprovechar al máximo su sensibilidad. El sistema de control permite rotar el motor controlando su posición angular de forma instantánea, gracias a la utilización de un sensor de ángulo.

En las siguientes subsecciones se hará una primera descripción de la solución de diseño tomada para los bloques hardware que forman el sistema de adquisición y control, así

como del sistema de comunicaciones y protocolo de gestión que permiten la interacción de los distintos elementos. Se finaliza esta sección presentando la interfaz de usuario dentro del sistema de comunicaciones.

2.2.1. Arquitectura del sistema de adquisición de datos

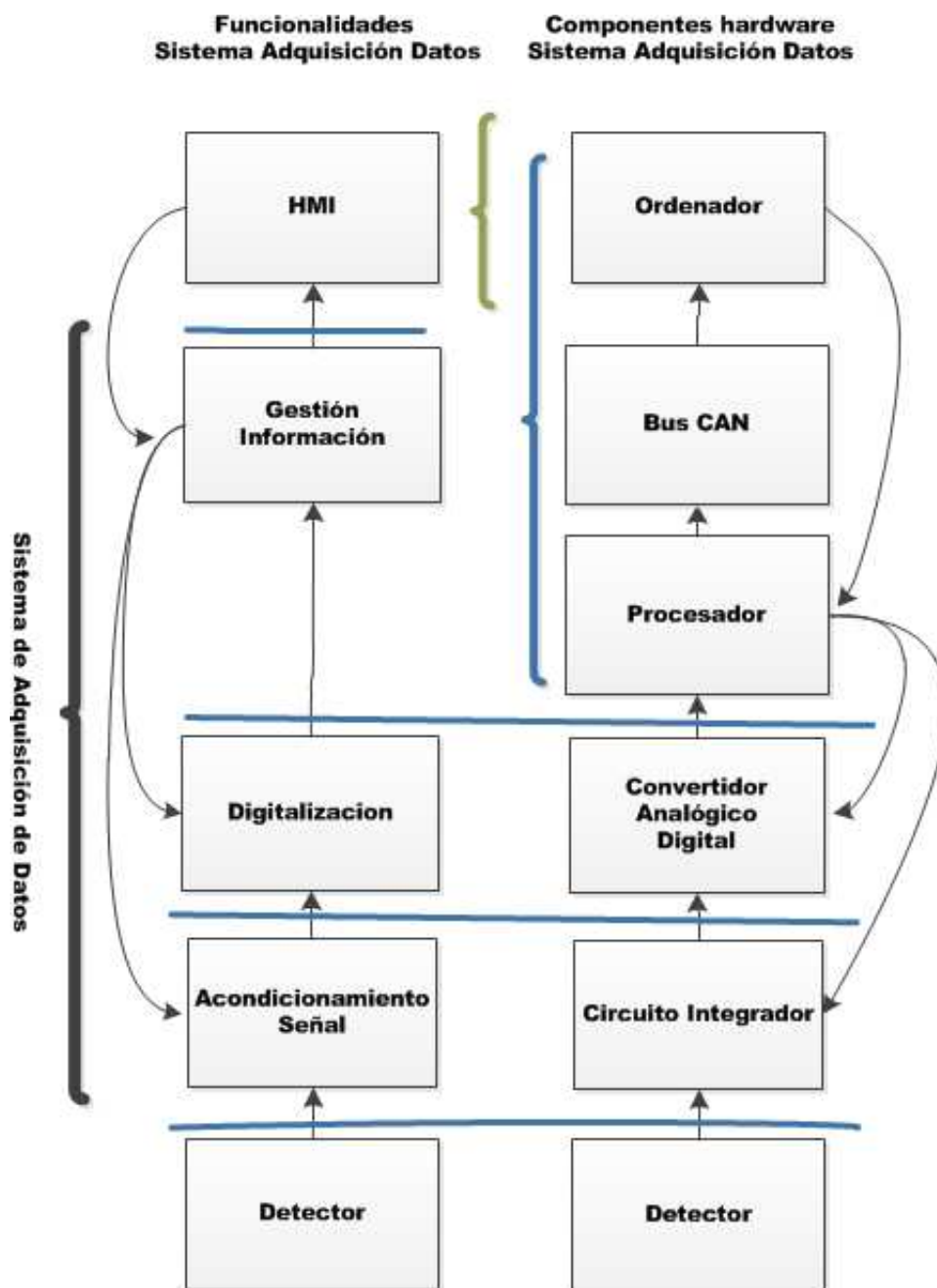


FIGURA 2.7: En la columna de la izquierda se encuentran las funcionalidades, en la columna de la derecha el elemento del sistema que la desempeña. La función de gestión de la información se encuentra distribuida entre el ordenador, el bus CAN y el procesador. La función del HMI se realiza desde el ordenador.

La arquitectura funcional del sistema de adquisición de datos comienza por un bloque de acondicionamiento de señal, donde se recoge directamente la salida de cada una de las tiras del detector. La señal del detector es adaptada en esta primera etapa al rango necesario en la entrada del bloque donde se digitaliza, i.e. la señal analógica de entrada adaptada es transformada en bits, los cuales para poder ser transferidos al ordenador se ordenan siguiendo el formato de trama CAN definido por el protocolo de comunicaciones [34]. Estas tramas deben ser organizadas de modo que sea posible su transferencia sin perder información. Para ello se ha definido una capa de comunicaciones, siguiendo el protocolo CAN: los bits empaquetados en una serie de tramas con formato CAN son enviados hacia al PC a través de un bus CAN (epígrafe 2.2.3). La gestión de esta información a través del ordenador se resuelve mediante la definición de un protocolo de la capa de gestión [35–37] (epígrafe 2.2.4). La interfaz hombre máquina (en adelante HMI), permite tanto la gestión del sistema de adquisición de datos y control como añadir otras funcionalidades, las cuales serán descritas con más detalle en el capítulo 5.

La realización de este sistema incluye dos partes: hardware y software. Se consideran hardware los bloques de acondicionamiento de la señal, digitalización y gestión de la información, resueltos mediante un circuito integrador, un convertidor analógico digital y un bloque formado por un procesador seguido por unos drivers con el cableado necesario, respectivamente Fig.2.7. El hardware trata directamente la señal física. El software permite el control e interacción de los distintos bloques hardware. El software está distribuido entre el procesador, donde se incluye una parte del protocolo de comunicaciones y de gestión, y el ordenador, donde se tendrá acceso al interfaz hombre máquina. El protocolo en el procesador ha sido programado en C, mientras que el interfaz hombre máquina ha sido desarrollado en Labview.

2.2.1.1. Acondicionamiento de señal: circuito integrador y la función de transferencia.

La señal de salida del detector es una carga, la cual debe ser convertida a tensión para poder ser digitalizada, por ello es necesario conectarla a una etapa previa de acondicionamiento de señal. Esta etapa de acondicionamiento debe estar definida por una función de transferencia lineal, al igual que la respuesta del detector con la carga acumulada [15, 32, 38]. Se ha elegido para el acondicionamiento un circuito integrador, cuyo fundamento teórico es el de un circuito amplificador con realimentación negativa [18, 38]. Este tipo de circuito permite estabilizar la ganancia del amplificador frente a posibles variaciones externas además de obtener una salida lineal.

Este amplificador realimentado, presenta la relación:

$$V_o = A_d \times V_d$$

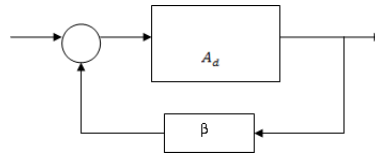


FIGURA 2.8: Esquema general de un sistema con realimentación negativa

donde V_o es la tensión a la salida del amplificador, V_d es la diferencia de tensión entre la entrada inversora y la no inversora, y A_d es la ganancia diferencial (finita) del amplificador.

Con la intención de hacer un análisis más general de este circuito, se considera la fracción de la tensión de salida que aparece en la entrada como βV_o , y suponiendo una realimentación negativa o, lo que es lo mismo, que esa fracción de la tensión de salida se resta de la tensión de entrada, se tiene que

$$V_d = V_i - \beta V_o$$

Con lo que en general

$$V_o = \left(\frac{A_d}{1 + \beta A_d} \right) V_i$$

Resulta una expresión general de cualquier sistema realimentado en el que A_d sea la ganancia en lazo abierto y β el factor de realimentación según se indica en la figura [18, 38].

En este sistema la realimentación se lleva a cabo conectando la salida del amplificador operacional a la entrada inversora a través de una red β , compuesta por un impedancia compleja sin parte real (un condensador).

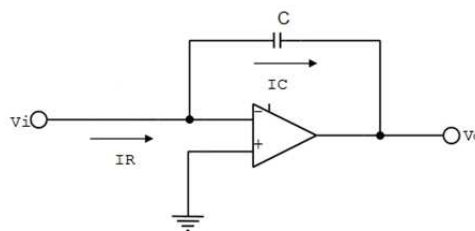


FIGURA 2.9: Modelo de circuito integrador de corriente ideal

La tensión en el condensador es proporcional a la integral en el tiempo de la corriente que lo atraviesa:

$$V_c(t) = -\frac{1}{C} \int_0^{t_0} I_{in}(t) dt$$

La tensión de salida es igual a la tensión del condensador con signo opuesto:

$$V_o(t) = -V_c(t)$$

Por lo tanto, sustituyendo en las ecuaciones anteriores, la tensión de salida es:

$$V_o(t) = -\frac{1}{C} \int_0^{t_0} I_{in}(t) dt = \frac{q(t)}{C}$$

La tensión de salida es proporcional a la corriente de entrada. En el caso ideal la evolución de esta corriente en función del tiempo es consecuencia de la carga que va generándose en el detector durante la irradiación (ver 3.1.1). Tras un correcto procesamiento de esta señal, podremos obtener la dosis acumulada en el detector durante la irradiación (capítulo 4). Para que este circuito ideal funcione, hay que evitar que las propias corrientes de polarización del detector provoquen la aparición de una tensión en la resistencia de entrada (en nuestro sistema es la resistencia equivalente de cada tira del detector), falseando el valor de corriente medida y dando lugar así a un error en el cálculo de la dosis.

Existen dos posibles soluciones: una de ellas es poner una resistencia en paralelo con el condensador, que establezca una ganancia en continua alta pero no infinita. De esta forma el sistema no integraría los valores de continua, ya que para ellos presentaría una ganancia determinada. La otra solución sería tener el condensador cortocircuitado siempre salvo cuando se vaya a utilizar el circuito y la tensión de desviación ajustada a un valor determinado, de tal forma que, durante un breve espacio de tiempo se dispondrá del circuito funcionando como está previsto, es decir, integrando la tensión en la entrada [39].

En nuestro caso hemos optado por añadir un interruptor en paralelo (ver Fig.2.10), que permita cortocircuitar el condensador. El diseño se ha resuelto mediante un mosfet. El mosfet se controla con una señal procedente del procesador, según se explicará en 2.2.3, mediante el interfaz de usuario.

Cuando el condensador está cortocircuitado por el mosfet (en adelante también se dirá que el sistema está en modo reset), no hay ninguna caída de tensión en él, en la salida esta la tensión continua fija de 5V aplicada en la entrada. Cuando se abre el interruptor (o se quita el modo reset) se permite medir la carga acumulada en el condensador. Al cargarse el condensador, el valor de tensión a la salida de la etapa de acondicionamiento (V_o) será igual el valor de tensión continua al que se ha fijado la entrada menos el valor de tensión al que se va cargando el condensador (V_c), en adelante llamaremos función de transferencia a la relación entre estas dos tensiones:

$$V_o = 5 + V_c \tag{2.1}$$

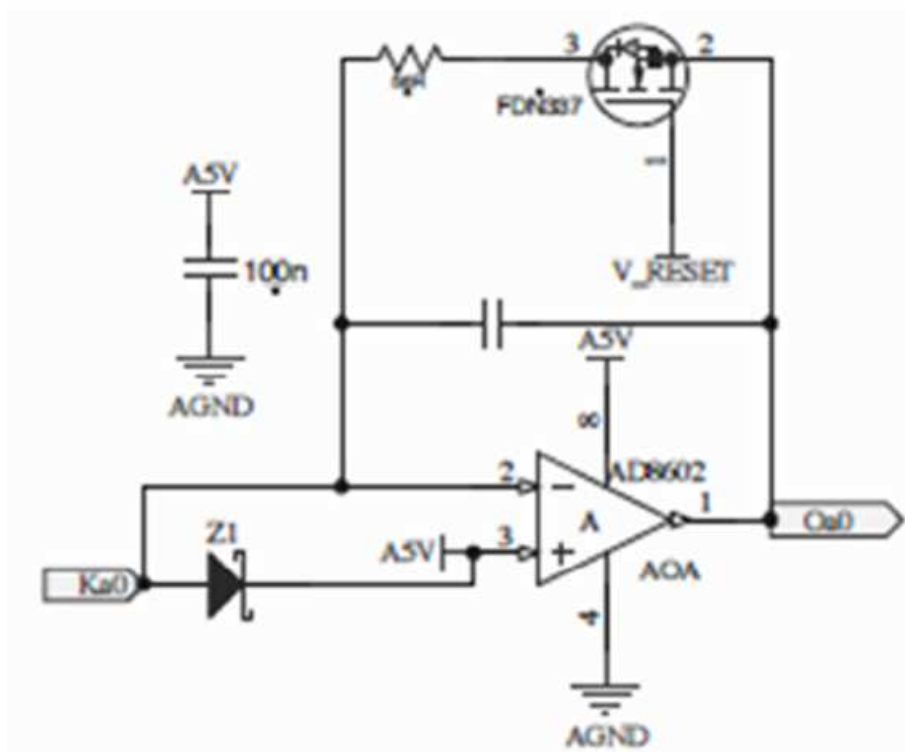


FIGURA 2.10: Esquemático del circuito. Mosfet con resistencia en serie, en paralelo con un condensador.

Con V_o y V_c en voltios. El mosfet utilizado como interruptor tiene una resistencia en serie de 56Ω . Este valor pequeño de resistencia al cerrar el interruptor permite que el condensador se descargue de forma rápida[39, 40]. La colocación de un diodo zener es otro cambio importante respecto al modelo ideal de integrador, dicho zener es el elemento que fija el valor de 5V en el pin positivo del operacional, de esta forma la señal de entrada nunca podrá ser superior a esos 5V, protegiendo los pines de entrada del operacional. El objetivo principal de este componente es evitar que en la salida existan valores negativos de tensión, para así poder aprovechar al máximo la entrada del convertidor analógico digital (ADC). Durante toda esta descripción estamos considerando que las entradas están correctamente aisladas, de forma que cualquier ruido que se halle en la entrada no provoque un cambio en la salida, falseando el resultado. Esta hipótesis no se corresponde con la realidad, se hará un análisis contemplando las no ideales del sistema en el capítulo 3.

La función de transferencia del sistema viene dada por la ecuación 2.1. La linealidad de esta función depende de la linealidad en la respuesta del condensador a la colección de carga en el rango de interés. Es necesario escoger un condensador cuya curva de carga sea lineal en dicho rango.

2.2.1.2. Origen de los límites y linealidad de la función de transferencia

La evolución de la tensión en el condensador en función de la carga depende de un conjunto de parámetros, cuya correcta selección resulta crítica en la respuesta del sistema.

Se puede hacer una estimación de la colección de la carga en una tira en función de la dosis a partir de la ecuación 2.2:

$$Q = \frac{D \cdot m}{W/e}. \quad (2.2)$$

En el numerador de la ec.2.2, D es la dosis acumulada en Gy ($1\text{Gy} = 1\text{J/kg}$), mientras que $m(\text{kg})$ es la masa para cada tira de silicio, que se puede estimar a partir de la relación 2.3:

$$m = \rho \cdot \text{Volumen} \quad (2.3)$$

Considerando que el volumen sensible es $\text{Volumen} = 64 \times 2 \times 0,5 \text{ mm}^3$, tomando la densidad del silicio $\rho = 2,33 \cdot 10^3 \text{ kg/m}^3$ [41], obtenemos un valor estimado de masa de silicio $m = 149,12 \cdot 10^{-6} \text{ kg}$.

En el denominador de la ec.2.2 tomando en cuenta que la energía necesaria para producir un par electrón-hueco en el silicio es $W = 3,6 \text{ eV}$, hacemos la conversión de unidades a J/C y obtenemos $W/e = 3,6 \text{ J/Cul}$.

Resultando la expresión de carga estimada teórica en culombios, en función de la dosis en Gy en la relación 3.34

$$Q(\text{Dosis}) = 41,4 \cdot 10^{-6} \cdot D \quad (2.4)$$

Se puede hacer una primera estimación del valor de la capacidad que es lineal en el rango de interés mediante la relación 2.5.

$$C = \frac{Q}{V} \quad (2.5)$$

En el denominador el valor de tensión V es la tensión máxima acumulada en el condensador: para no tener valores negativos y conservar el régimen lineal, buscamos un condensador cuya curva de carga sea lineal hasta 5 V . Luego incluyendo en la relación 2.5 el valor de tensión dado por el diseño de la etapa acondicionadora $V_{\text{max}}=5 \text{ V}$. En el numerador de dicha relación sustituimos el valor de Q por el valor de carga estimada dado por la expresión 3.34, obtenemos:

$$C = \frac{41,4 \cdot 10^{-6} \cdot D}{5} \quad (2.6)$$

El valor de capacidad dado por la expresión 2.6 fija la carga máxima acumulable, es decir, impone el valor máximo de dosis que se puede medir, lo cual influye en la resolución en energía del sistema (epígrafe 2.2.1.3).

El problema para hacer la estimación del valor de la capacidad es que el valor de dosis máxima (Gy) para calcular la capacidad necesaria no se conoce con exactitud. Al irradiar con un acelerador conocemos la fluencia que este proporciona, pero el número de unidades monitor del acelerador sólo se corresponde a dosis en condiciones de referencia. Se dice que se tienen condiciones de referencia cuando tenemos una distancia entre la fuente del acelerador y la superficie a irradiar de 100 mm, siendo la distancia entre la superficie y el detector 1,5 mm.

Suponiendo que 500 UM corresponde a una dosis de 5 Gy, se obtienen los valores estimados necesarios de capacidad:

$$C(5Gy) = \frac{41,4 \cdot 10^{-6} \cdot 5}{5} = 41,4\mu F \quad (2.7)$$

El valor obtenido en la relación 2.7 se hace suponiendo cierta la hipótesis de que 1UM = 1cGy, pero además dicho valor no se encuentra en elementos comerciales luego se hace una selección de componentes en un amplio rango entorno a este valor.

Para poder determinar con exactitud tanto la capacidad, como las características más adecuadas del condensador, en estas irradiaciones al detector en condiciones de referencia[42] se configura el sistema de adquisición de datos incluyendo condensadores de distinto valor de capacidad, material y tensión máxima de polarización, en cada canal, con objeto de estudiar la diferencia en la respuesta en función de dichos parámetros, y determinar el valor del condensador que permite la respuesta lineal en el rango de dosis necesario para la verificación de tratamientos de radioterapia.

La Fig.2.11 muestra la respuesta para todos los canales, que depende de las características del condensador del circuito integrador del DAQ correspondiente a cada canal (capacidad, material dieléctrico, tensión de polarización máxima, tiempo de reset del sistema). Se observa la linealidad o no linealidad en el mismo rango.

El condensador comercial, que presenta una respuesta lineal en el rango de irradiación de 500UM tiene un valor de 47 μ F.

Atendiendo a la diferencia en material, para los mismos valores de capacidad, los condensadores cuyo comportamiento es ideal son los de PET; su respuesta es lineal en la zona de irradiación, y el efecto de absorción dieléctrica (ver sección 3.3.1.3) al final de la irradiación es despreciable. Estos condensadores no presentan problema por la absorción dieléctrica, pero la integración física de este componente en la actual electrónica no resulta viable. Los condensadores electrolíticos presentan una respuesta lineal en la zona de interés, aunque se observa el efecto de la absorción dieléctrica cuando acaba la irradiación. Se seleccionan los componentes de este material por ser los que presentan mejor linealidad en la respuesta entre aquellos cuya integración física es factible.

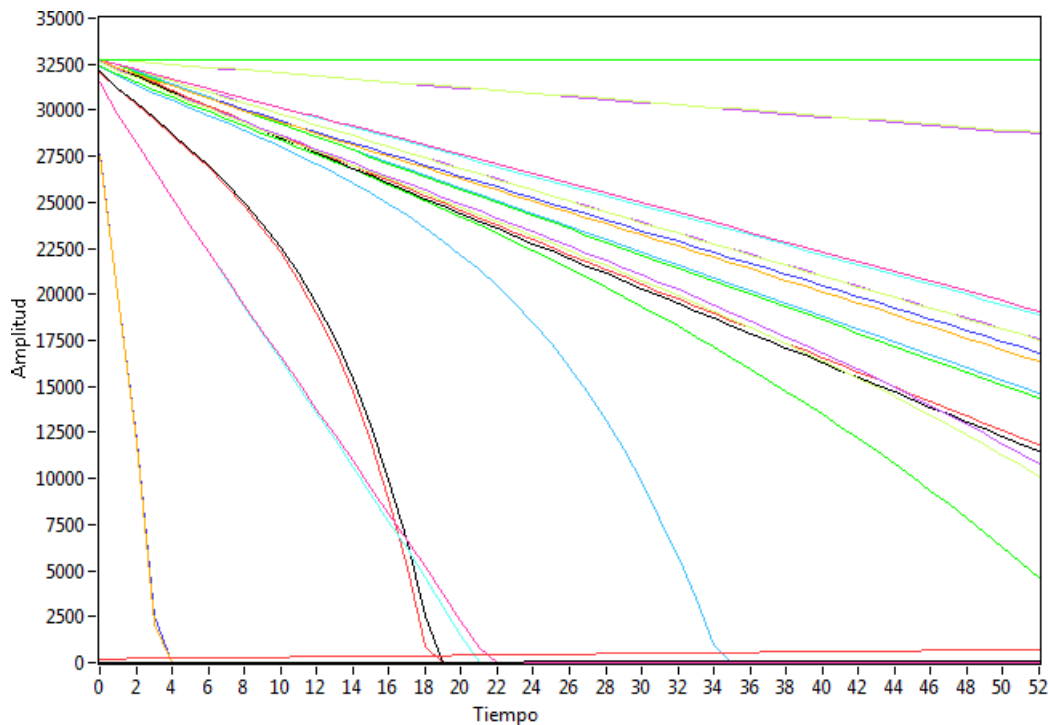


FIGURA 2.11: Salida tras radiar el sistema con distintos tipos de condensador. Se eligen aquellos cuya curva de carga permanece lineal en el rango de dosis deseada.

2.2.1.3. Etapa digitalizadora: convertidor analógico digital

El sistema de adquisición de datos debe registrar la salida de los 64 canales del detector. Para ello se utiliza un conjunto formado por 4 tarjetas electrónicas, cada una de ellas con la capacidad de digitalizar 16 canales. Cada una de las tarjetas contiene dos circuitos integrados convertidores analógico digital (ADC). Se ha elegido como circuito integrado el ADS8568 de Texas Instruments, el cual permite digitalizar 8 canales del detector, obteniendo para cada uno de ellos una salida digitalizada con 16bit teóricos de salida. Este ADC tiene un bus de salida serie con 16 bits y presenta una frecuencia de muestreo de hasta 500kHz. La alimentación de este chip esta entre -5 y +5 V. La configuración de la etapa de adaptación siempre pone a su salida una señal mayor que cero, por tanto, la entrada al ADC será siempre mayor que cero. Dado que las entradas conectadas son las llamadas single-ended, perdemos un bit de resolución, quedando 15 bits efectivos.

Este nuevo sistema, cuyo ADC digitaliza la señal con 16 bits teóricos permite mejorar la resolución en energía respecto al anterior, en el cual tan solo se tenían 12 bits teóricos. Los 15 bits efectivos permiten obtener 2^{15} o 32768 niveles de cuantización. Luego para un rango dinámico de datos de entrada de aproximadamente 500 cGy, según el cual se ha dimensionado la entrada al sistema, el incremento mínimo de dosis teórica que se podría detectar con el sistema son $500\text{cGy}/32768=0.016$ cGy. Este valor de resolución es una primera estimación teórica, en esta primera etapa antes de calibrar sólo sabemos

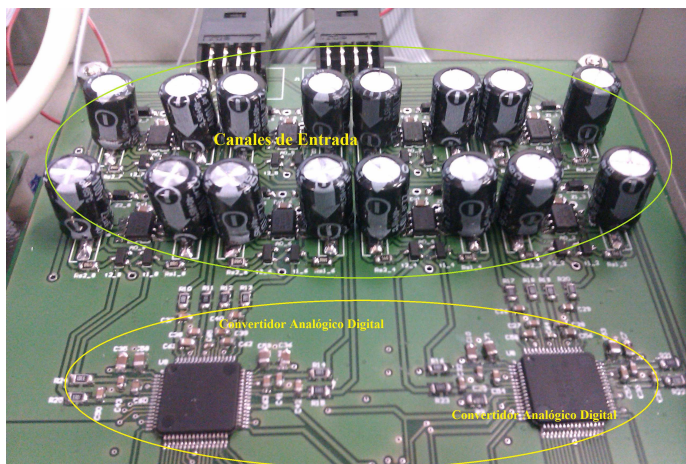


FIGURA 2.12: Imagen de una de las tarjetas digitalizadoras: 8ch de entrada van a un CAD, los otros 8ch de entrada van a otro CAD.

con certeza la relación $5V/32768=0.152$ mV, en la sección 3.2.3 se hace un estudio más detallado.

Para el conjunto de tarjetas de adquisición de datos, a través de la interfaz de usuario puede configurarse la frecuencia de muestreo de los ADC, dentro de un rango, así como el principio y fin de la digitalización en el ADC. Estas funciones a nivel hardware las controla el procesador, el cual las implementa según los algoritmos descritos en la sección 2.2.3.

2.2.2. Arquitectura del sistema de control del motor

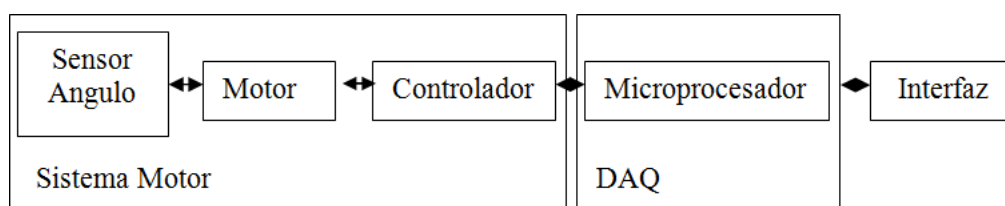


FIGURA 2.13: El sistema para rotar el maniquí cilíndrico está formado por un motor alimentado a través de un controlador. El controlador recibe los comandos que envía el microcontrolador, a petición del interfaz de usuario.

El nuevo sistema utilizado para rotar el maniquí cilíndrico (Fig.2.13) está formado por un motor al cual le llega la alimentación y la instrucción de giro a través de un controlador [43, 44]. El motor se encuentra acoplado en uno de los ejes del maniquí cilíndrico (Fig.2.15 y Fig.2.6), mientras el controlador está integrado dentro de la caja con el sistema de adquisición de datos (sección 2.2.1).

El sistema de control también incorpora un sensor de ángulo[45] que permite determinar la posición angular del maniquí Fig. 2.6 en todo momento. Desde el interfaz de usuario

se envían los comandos con las instrucciones para controlar la rotación del motor y el maniquí cilíndrico (epígrafe 2.2.3). El motor cuyo par es mayor que el del sistema anterior, permite mover el maniquí con una resolución mínima de 1 μ m.

El par del motor se ha elegido teniendo en cuenta las características del maniquí cilíndrico: dicho maniquí tiene un diámetro de 200mm y una longitud de 300mm. El material del cual está fabricado es polietileno, de densidad parecida al agua. Esto da lugar a una fuerza de 2Nm en el eje.

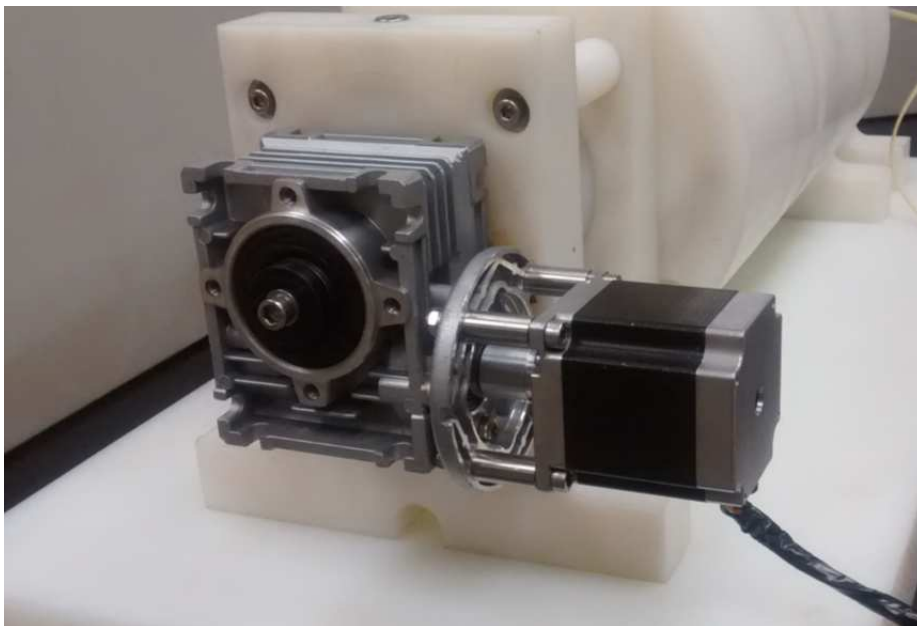


FIGURA 2.14: Detalle del eje del maniquí cilíndrico donde está ubicado el motor. El grupo metálico a la izquierda es la reductora, a la derecha se encuentra el motor paso a paso con una carcasa negra.

El motor elegido es un motor paso a paso híbrido con un par de 1,5 Nm en configuración bipolar serie y un paso angular de 1,8, modelo comercial $M23 - 2,0 - 1D10 - A3 - A$ de CNC [46]. Se considera suficiente para efectuar la rotación dicho par, ya que los movimientos serán lentos. El motor que se alimenta y controla a través del controlador modelo $DBP - 0,9/3,0A - 24/36V - 2/64Mp - D8 - A$ de CNC [47], también ha sido seleccionado de pequeñas dimensiones, para interferir mínimamente con la radiación. El sistema incluye también una reductora 1 : 80, modelo NMRV030-130 [48], con objeto de girar el motor con una precisión mejor que 1.

2.2.2.1. Sensor de ángulo

En el eje contrario a aquel donde se ubica el motor se posiciona el sensor de ángulo (Fig. 2.6), que mediante cableado se comunica con el sistema de adquisición de datos para informar de la posición. El sensor de ángulo elegido es el MTS 360 de PIHER [45]. Este

sensor presenta una resolución en salida analógica de 12 bits, es decir que $360/4096$ es la mínima variación angular que se puede medir, lo cual es mejor que un grado, es decir, permite medir el movimiento angular de rotación del motor.

2.2.3. Arquitectura de comunicaciones del sistema de control y adquisición.

Las comunicaciones en el sistema se basan en el uso del protocolo CAN, este permite la interacción entre una serie de terminales conectados a través de un bus que cumple con las especificaciones de dicho protocolo.

CAN es un protocolo de bus serie inicialmente utilizado en la industria del automóvil. Su desarrollo comenzó a principio de los 80, cuando las aplicaciones electrónicas aumentaron rápidamente: el cableado utilizando sistemas punto a punto comenzaba a ser demasiado pesado, largo, caro y desorganizado, lo cual lo hacía difícil de reparar. Para resolver estos problemas, Bosch desarrolló el protocolo CAN en 1983 [34].

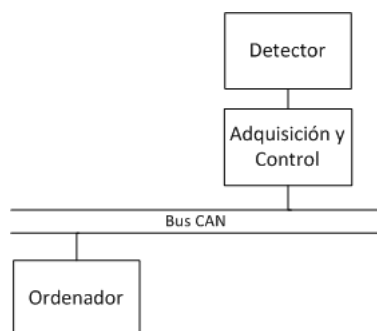


FIGURA 2.15: Los terminales del sistema (electrónica de adquisición y control, y ordenador) se conectan a través de un bus CAN.

Cada terminal conectado al bus tiene programadas distintas funciones software, las cuales permiten establecer las comunicaciones. Este software está implementado tanto en el extremo de la interfaz de usuario como en la electrónica: en las cuatro tarjetas de adquisición que ordenan los bits en tramas CAN, y en el microprocesador de la quinta tarjeta, que permite ordenar las tramas que recibe de cada una de las cuatro tarjetas para enviarlas al bus CAN. La parte hardware de la capa de comunicaciones consta de: el ordenador, el microprocesador, el driver, el bus CAN y el cableado de conexión entre los distintos terminales conectados al bus.

2.2.3.1. Procesador, Driver, Bus CAN y Ordenador

Cada una de las 4 tarjetas digitalizadoras además de 2 ADC para digitalizar 16 canales del detector, incluye un microprocesador en el cual se ejecutan una serie de algoritmos

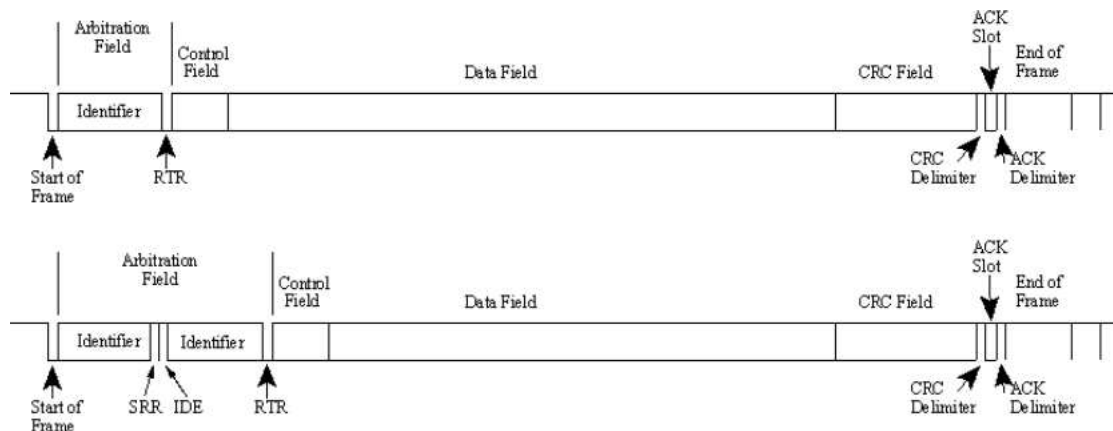


FIGURA 2.16: Esquema trama CAN: comienza con un campo de identificación, otro de control, a continuación está el campo de datos, que se cierra con otro campo de control o CRC. La trama se acaba con un campo de confirmación o fin de mensaje. La figura de arriba muestra la trama CAN en formato estándar, abajo la trama CAN en formato extendido. Figura tomada de [49]

que permiten recoger, almacenar y preparar para el transporte la información de salida de dichos convertidores. Estos algoritmos han sido programados en el microprocesador de cada tarjeta para que este pueda ejecutar las funciones necesarias dentro de la arquitectura del sistema de comunicaciones.

El microprocesador elegido es el modelo *PIC32MX5XX/6XX/7XX* de Microchip [50]. Tiene un tamaño de posición de memoria de 32 bits, así como una velocidad de procesamiento y tamaño de memoria adecuado para gestionar la salida de señal digitalizada proveniente de los ADC.

La información proveniente de cada una de las 4 tarjetas digitalizadoras es recogida por el microprocesador ubicado en una quinta placa de control. Esta placa de control es la quinta tarjeta que compone la electrónica de lectura. Este elemento hardware da soporte al software que se necesita para crear la capa de comunicaciones en este extremo de la red de comunicaciones. Este microprocesador a nivel software, tiene programada la lógica que permite ordenar las tramas de las 4 tarjetas y enviarlas siguiendo el protocolo CAN, recoge la información del sensor de ángulo con la posición angular del motor y también tiene codificados los algoritmos que permiten ejecutar el protocolo de gestión.

Cada canal analógico del detector, una vez digitalizado se convierte en 16 bits de datos a la salida. Dado que el microprocesador elegido tiene 32 bits como tamaño en cada posición de memoria, en una posición de memoria del microprocesador cabe la información de dos canales de salida del detector. La información que tiene cada posición de memoria debe ser ordenada de modo que se pueda enviar en una trama del protocolo CAN. La trama de protocolo CAN está formada por los campos que se muestran en la Fig. 2.17. Se utiliza el tamaño de trama extendida del protocolo CAN, que tiene 64 bits. En este tipo de trama

de mensaje CAN se puede transportar la información de 2 posiciones de memoria del microcontrolador o 4 canales digitalizados del detector (figura 2.17).

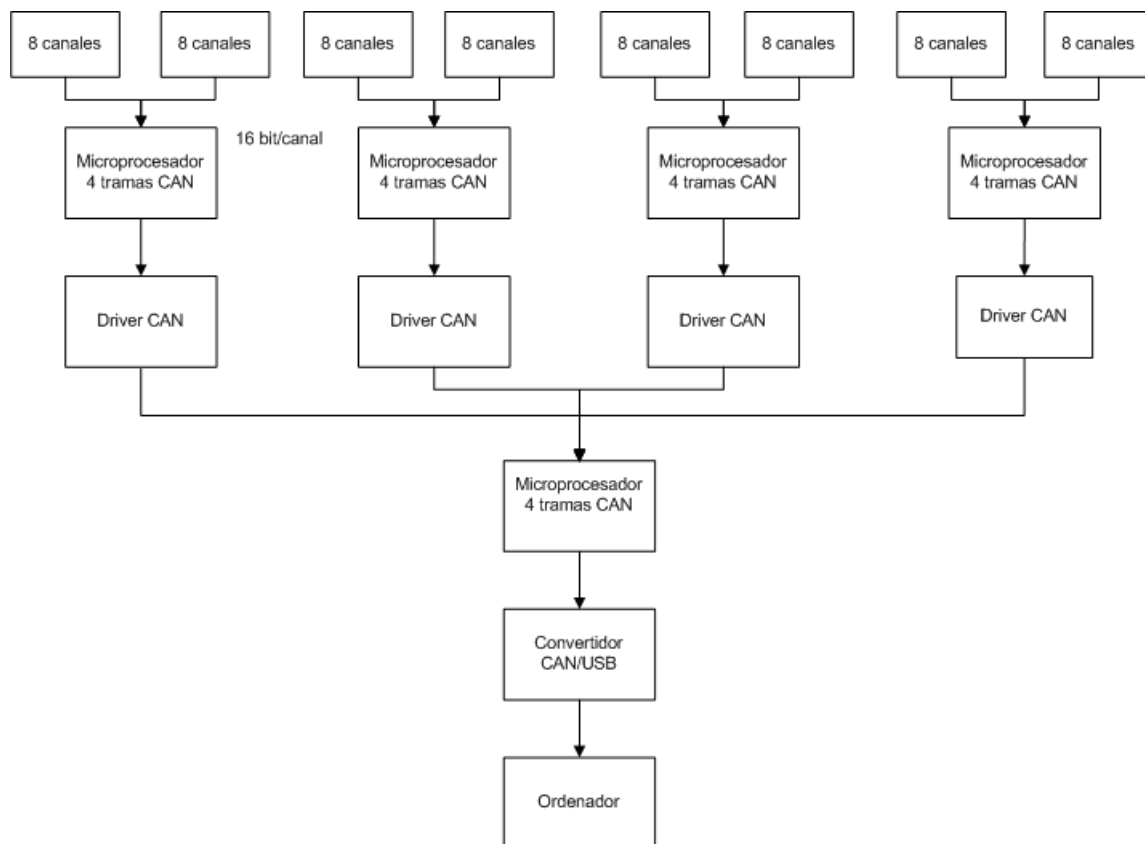


FIGURA 2.17: Esquema de formación de tramas CAN en el sistema. Cada ADC digitaliza ocho canales del detector. Cada tarjeta digitalizadora tiene un micro que forma una trama CAN con la información de 16 canales.

A nivel hardware, para adaptar la salida del microprocesador de la tarjeta de control y poder enviar la información de salida de este procesador al PC de usuario se utiliza un driver. La elección del driver del CAN tiene como único requisito indispensable que dicho driver admita niveles de tensión digitales entre 0 y 3.3V, ya que esa es la alimentación del micro controlador y por lo tanto los niveles digitales. Teniendo en cuenta este dato se optó por un driver de Texas Instruments, ya que tienen una gran variedad de drivers para sus micro controladores que también trabajan a 3.3 V. En concreto se eligió el SN65HVD230DR.

La salida del driver es enviada al PC de usuario a través de un módulo CAN, diseñado en el departamento de ingeniería electrónica de la US, el cual permite el envío de las tramas CAN desde la electrónica a través de un puerto USB, mediante el cableado correspondiente. La información entre el sistema de adquisición de datos y el PC se transmite según la limitación impuesta por la velocidad de este bus de comunicaciones.

2.2.4. Protocolo de gestión del sistema de control y adquisición.

La interacción entre los distintos terminales conectados al bus CAN es posible gracias a que se ha definido un protocolo de gestión, i.e. una serie de funciones en cada uno de los actores, así como una serie de comandos que ambas partes pueden interpretar.

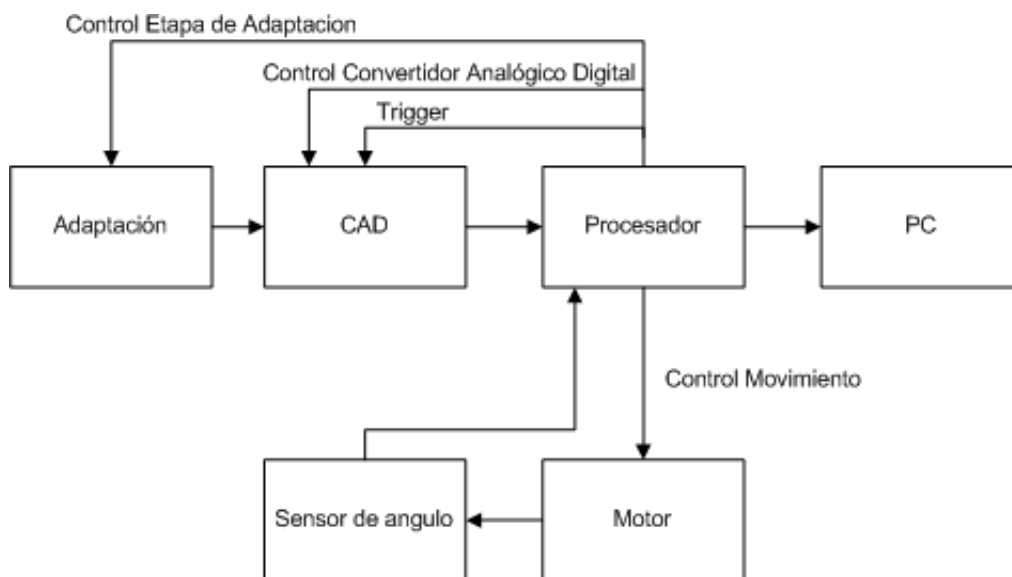


FIGURA 2.18: Diagrama relación a nivel gestión entre los distintos bloques. El procesador envía los comandos a cada subsistema con la acción a ejecutar

El protocolo de gestión define los mensajes que tienen que llegar a los distintos elementos para permitir su interacción (figura 2.18), cumpliendo las funcionalidades necesarias en el sistema. En la tabla 2.2 se presentan los comandos que identifican un tipo de mensaje, así como su descripción. Los mensajes utilizan el formato de trama CAN extendida definida por la capa de comunicaciones.

Comando (Hexadecimal)	Descripción
0xF0	Provoca el reseteo de capacidades.
0xF1	Libera el reset de capacidades, reactiva la adquisición de datos, envía el trigger, indicando el valor de la frecuencia de muestreo y del número de capturas.
0xF2	Orden de mover al motor, y ángulo al que moverse.
0xF3	Activa medidas o detiene medidas.
0xF4	Reinicio del índice de mensaje y del tiempo global.

TABLA 2.2: Tabla comandos de Envío hacia el microprocesador

La interacción entre los distintos bloques para tener la función esperada es posible gracias a la capa de comunicaciones que proporciona el bus CAN. Tanto el microprocesador de la tarjeta de control como el interfaz de usuario tienen programados los algoritmos que

permiten abrir/cerrar la capa de comunicaciones (bus CAN) y codificar/interpretar los mensajes definidos para la capa de gestión.

La capa de gestión en el microprocesador se resuelve mediante los algoritmos, que se explican en los siguientes epígrafes. Los algoritmos que dan soporte a esta capa en la interfaz de usuario se presentan en el capítulo 5

2.2.4.1. Algoritmo de envío de datos desde el microprocesador

El microprocesador está programado para enviar datos, en cuanto hay alguno. Para ello tiene programada una rutina que realiza la siguiente función:

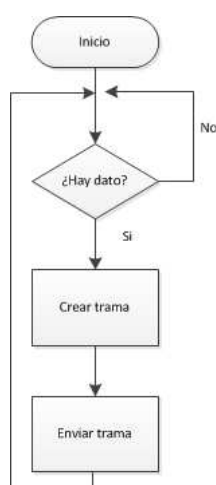


FIGURA 2.19: Algoritmo de lectura de instrucciones del microprocesador.

Existe programada una cola de salida software en el microprocesador, en la cual se comprueba si existen datos nuevos del sistema de adquisición que enviar al ordenador. No enviará nada hasta que esta condición no se cumpla. En el caso de que la condición sea cierta, se enviarán hacia el ordenador cinco tramas de mensaje. Cada mensaje sólo puede tener un máximo de 64 bits de datos, según el protocolo CAN.

El detector tiene 64 tiras de silicio, cada tira de silicio esta asociada a un canal de lectura del ADC. Cada canal de lectura da una salida de 16 bits de datos. Cada tarjeta tiene la información de 16 canales de lectura o 16 tiras de silicio. Al ser 16 canales será necesario el envío de cuatro mensajes cada uno de ellos con los datos de cuatro mensajes. El quinto mensaje contendrá el índice de los paquetes enviados y el tiempo relativo en el que se han guardado esos datos.

Además de las tramas de datos, se crea una trama con el estado del sistema: posición del sensor de ángulo, periodo de muestreo y captura, la cual es enviada de forma periódica para tener monitorizado el estado del sistema desde el interfaz de usuario.

Comando (Hexadecimal)	Descripción
0x0F	Datos con el estado general.
0xa0	Datos con el índice y el tiempo relativo.
0xa1	Datos con los byte 0-3.
0xa2	Datos con los byte 4-7.
0xa3	Datos con los byte 8-11.
0xa4	Datos con los byte 11-15.
a= Número de tarjeta	Canales
a= 1	canales 0 a 15
a= 2	canales 16 a 31
a= 3	canales 32 a 47
a= 4	canales 48 a 63

TABLA 2.3: Tabla comandos de Envío desde el microprocesador

2.2.4.2. Algoritmo de lectura de las instrucciones en el microprocesador.

Cuando desde la interfaz se envía una orden, se produce una interrupción de lectura en el microprocesador. El microprocesador comprueba si el comando se corresponde con alguno de los establecidos según el protocolo. En caso contrario, se desecha la orden.

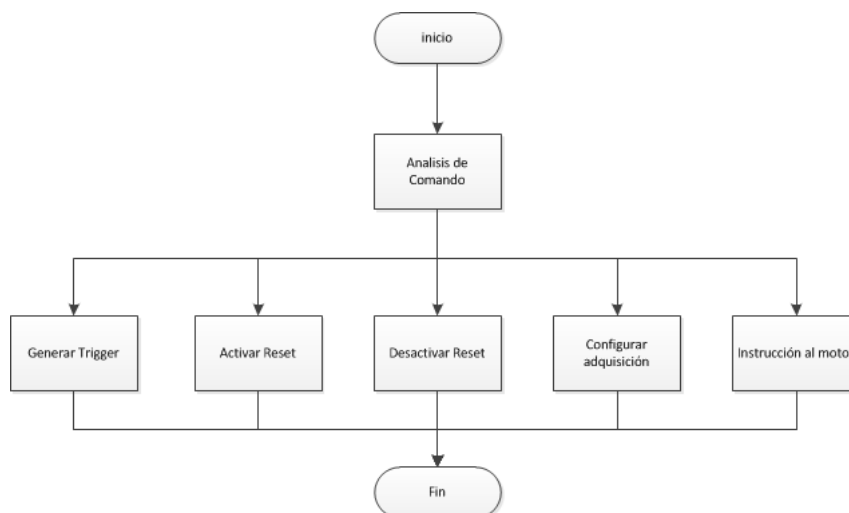


FIGURA 2.20: Algoritmo de decisiones programado en el microprocesador. Analiza el comando recibido y comprueba si existe y manda ejecutar la acción.

2.3. La interfaz de usuario

En la revisión de diseño del sistema para verificar tratamientos de radioterapia [1] se definió la necesidad de una nueva interfaz que permita integrar dentro de un mismo entorno el proceso de medida, análisis de datos y verificación de tratamientos de radioterapia.

Una interfaz es el conjunto de características físicas y funcionales necesarias en la frontera común entre sistemas ó entre un sistema y una persona, que permite su compatibilidad y operación. La frontera entre la persona y el entorno de operaciones en el cual se utiliza un sistema se denomina interfaz de usuario o interfaz hombre-máquina (HMI, human machine interface). La interfaz de usuario permite un flujo de datos y comandos entre el usuario y el sistema, que puede ser correctamente codificado/interpretado por ambos extremos [51, 52].

La nueva interfaz de usuario da acceso a los comandos que permiten el control, adquisición y monitorización de los datos obtenidos tras un experimento, así como su posterior análisis, añadiendo nuevas funcionalidades, a las que se dedica el capítulo 5.

2.3.1. La interfaz en la arquitectura del sistema de comunicaciones

Los requisitos funcionales del sistema de comunicaciones son resueltos mediante una arquitectura organizada en capas o niveles. Cada capa se apoya en la que esta debajo: este concepto se utiliza en muchas áreas de las ciencias computacionales, recibiendo distintos nombres según el campo [53]. El número de capas, nombre, contenido y función difiere de un sistema a otro. El propósito de cada capa es ofrecer servicios a niveles superiores, a través de una interfaz, mientras le oculta los detalles relacionados con la forma en que se implementan los servicios ofrecidos. La idea fundamental es que una pieza particular de hardware o software, provee un servicio a un usuario, pero mantiene ocultos los detalles de su estado interno y los algoritmos que utiliza [? ?].

Cuando la capa n en una máquina lleva a cabo una conversación con una capa n de otra máquina, a las reglas y convenciones utilizadas en esta conversación se les conoce como *protocolo* de capa n [54]. En esencia, un protocolo es un acuerdo entre las partes que se comunican para establecer la forma en que se llevará a cabo esa comunicación [55].

Entre cada par de capas adyacentes hay una interfaz. Esta define las operaciones y servicios primitivos que pone la capa inferior a disposición de la capa superior inmediata. Además de minimizar la cantidad de información que se debe pasar entre las capas, las interfaces bien definidas también deben simplificar el reemplazo de una capa con un protocolo o implementación totalmente diferente, ya que todo lo que se requiere del nuevo protocolo o implementación es que ofrezca exactamente el mismo conjunto de servicios a su vecino de arriba, como lo hacía el protocolo o la implementación anterior. Ni los detalles de implementación, ni la especificación de las interfaces forman parte de la arquitectura, ya que están ocultas dentro de las máquinas y no se pueden ver desde el exterior.

La interfaz de usuario es la primera capa. La capa de gestión del sistema es la que permite la interacción de los distintos bloques para cubrir las funcionalidades que llama el usuario de la interfaz. La capa de gestión del sistema se apoya en la utilización del servicio de

la capa de comunicaciones. Esta capa de comunicaciones está resuelta mediante un bus CAN.

De forma conceptual, con una analogía se puede explicar la diferencia y la relación entre la capa de gestión y la capa de comunicación. Imagine que tiene acceso a un árbol cargado de manzanas, las cuales quiere hacer llegar a su mesa. Es necesario un medio entre el árbol y la mesa. Puede utilizar una cesta para su transporte. En nuestro sistema, la capa de comunicación es la cesta que permite llevar las manzanas desde el árbol a la mesa. La capa de gestión es la que indicaría las acciones necesarias para conseguir un fin, como podría ser coger la manzana del árbol y echarla en la cesta, acercar la cesta a la mesa y sacar la manzana de la cesta y ponerla en la mesa.

Capítulo 3

Características Metrológicas del Sistema

En este capítulo se comienza caracterizando la señal medida por el sistema de adquisición de datos en ausencia de radiación, es decir, la señal generada por las fuentes de ruido así como estimando el valor máximo de señal de entrada real y su ruido asociado. El nivel de ruido del sistema de adquisición no debe impedir la lectura de la entrada real, sólo podemos medir señal una vez superado dicho nivel, por esta razón es necesario tanto conocer su origen como cuantificarlo. A continuación se presentan las características metrológicas del sistema: se define el concepto de función de transferencia, y los parámetros que por construcción la acotan: el umbral, la ganancia y la resolución. Se acaba con un estudio de la incertidumbre en la medida dada por el sistema de adquisición para obtener la cota de incertidumbre, de modo que para el valor final obtenido en cualquier medida, puede darse el $\pm \%$.

3.1. Caracterización de la señal medida por el sistema de adquisición de datos.

En esta sección comenzamos realizando una descripción del modelo equivalente de señal generada en el detector, luego presentamos la definición de las posibles fuentes de ruido, para seguir con el cálculo del ruido que introduce el propio detector, tanto en ausencia de radiación como al ser irradiado, así como cada una de las etapas de la cadena de adquisición. Finalmente hacemos un balance del nivel de ruido total, el cual provoca una acumulación de carga no deseada en el sistema de adquisición de datos. Cuando se irradia el detector en las distintas configuraciones descritas en el capítulo 4, se espera obtener a su salida una señal proporcional a la dosis acumulada. Sin embargo, como acabamos de explicar, la señal a la salida del sistema no es sólo el resultado de la carga inducida por

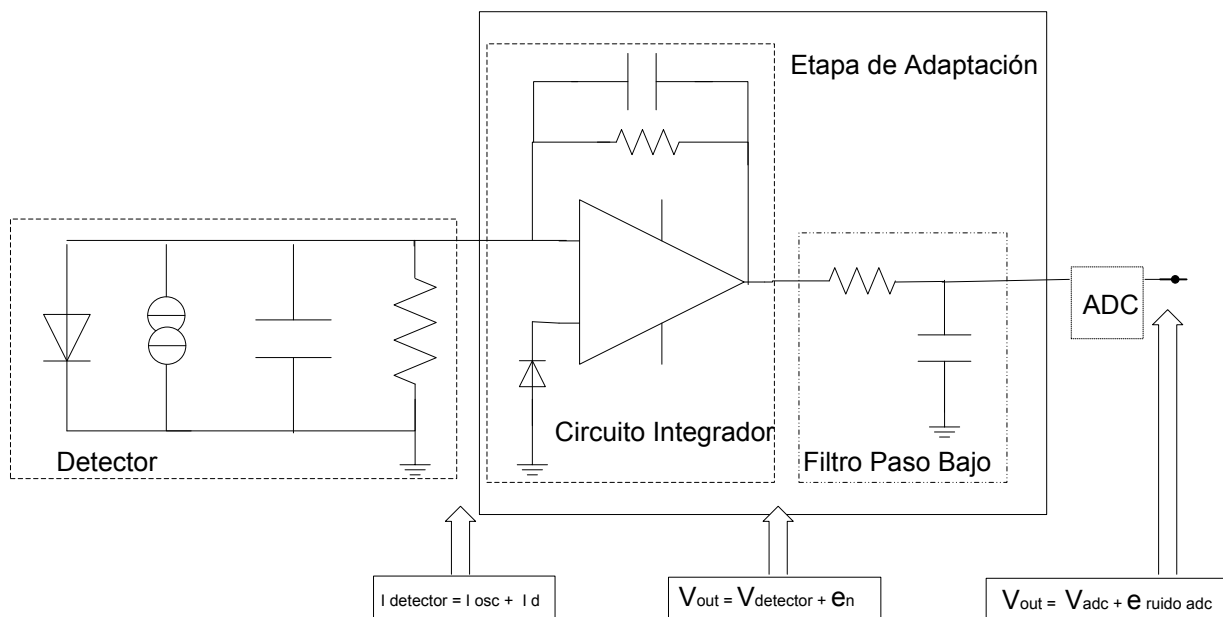


FIGURA 3.1: El detector sin irradiar polarizado tiene a su salida una señal resultado de la suma de la corriente de oscuridad y su ruido asociado. Esta señal en corriente se convierte a tensión en el circuito integrador, dentro del rango de entrada que admite el ADC, que su vez añade su ruido interno. A la salida del convertidor analógico digital se suma la tensión de ruido que añade esta etapa.

los electrones que interactúan con el material semiconductor del detector [16, 39, 56]. La señal de carga medida incluye la suma de las distintas componentes de ruido [39]. La Fig.3.1 muestra cómo a la señal de salida del detector, se le incorporan las distintas componentes de ruido electrónico de la cadena de adquisición [16, 39, 56], modelada en la sección 3.1.1. Este ruido superpuesto a la señal que deseamos medir contribuye a la cota de incertidumbre de la medida realizada, concepto al cual se dedica la sección 3.3.3.

3.1.1. Modelo equivalente del detector: señal de entrada.

Como se introdujo en la sección 2.1.1 el detector BB7-500 de Micron Semiconductor está compuesto por dos SSSSD, cada SSSSD presenta una cara segmentada en 32 tiras (2 mm de anchura) mirando hacia afuera. El comportamiento de cada una de las tiras detectoras en que se encuentra segmentado el ánodo puede aproximarse por un fotodiodo polarizado en inversa, cuya señal de salida se produce en modo de una corriente [18, 32, 39].

El modelo equivalente para cada una de las tiras se puede aproximar por el circuito que muestra la Fig. 3.2 [39, 57]: el paralelo de un fotodiodo (I_d), con una fuente de corriente (I_{osc}), una capacidad parásita (C_j), y una resistencia (R_t). El valor de los parámetros obtenidos con este circuito equivalente [58] se utiliza en el análisis de la respuesta del

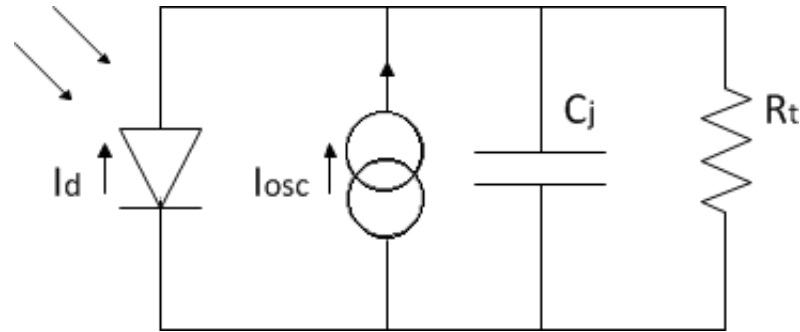


FIGURA 3.2: Circuito equivalente de un fotodiodo. El comportamiento eléctrico de cada una de las tiras puede aproximarse por este modelo.

sistema de adquisición para los distintos intervalos en el tiempo de una medida (sección 3.2.4).

La corriente total ($I_{\text{señal}}$) que se obtiene en cada uno de los fotodiodos es la suma de la corriente de oscuridad (I_{osc}) más la corriente producida por la radiación (I_d).

$$I_{\text{señal}} = I_{\text{osc}} + I_d \quad (3.1)$$

Cuando un fotodiodo se encuentra polarizado en inversa circula una corriente aunque no incida radiación, dicha corriente se llama de oscuridad o de fugas (I_{osc}); su valor aumenta cuando incrementa la tensión inversa [39]. Su respuesta temporal es estable al pasar los primeros microsegundos tras la polarización [59, 60], por lo cual su valor se puede estimar como constante para nuestro detector, al estar polarizado a una tensión fija de +40 V.

Es muy importante tener en cuenta este concepto: el objetivo de nuestro sistema es medir la carga generada por la corriente de radiación (I_d), pero tanto cuando no hay señal de radiación a la entrada, como cuando se radia el detector, el condensador del circuito integrador se carga con esta corriente de oscuridad, y con el ruido electrónico que lleva asociado (sección 3.1.3). La cantidad de carga debida a la I_{osc} debe ser corregida para conocer la carga acumulada por la radiación en el detector (sección 3.3.1) .

En la Fig.3.3 vemos el valor de la corriente de oscuridad a 24 V caracterizada por Micron Semiconductor para las tiras de cada uno de los SSSSD utilizado en el prototipo caracterizado en este trabajo.

El valor de R_t equivalente del fotodiodo para cada una de las tiras del detector, se puede calcular a partir del dato proporcionado por el fabricante para la corriente de oscuridad a 24 V (según la expresión 3.2),

$$R_t = \frac{V}{I_{\text{osc}}} \quad (3.2)$$

En la Fig.3.4 vemos el valor de R_t que se obtiene de la relación 3.2. Con este valor del parámetro R_t , calculado en las condiciones de caracterización del fabricante, podemos

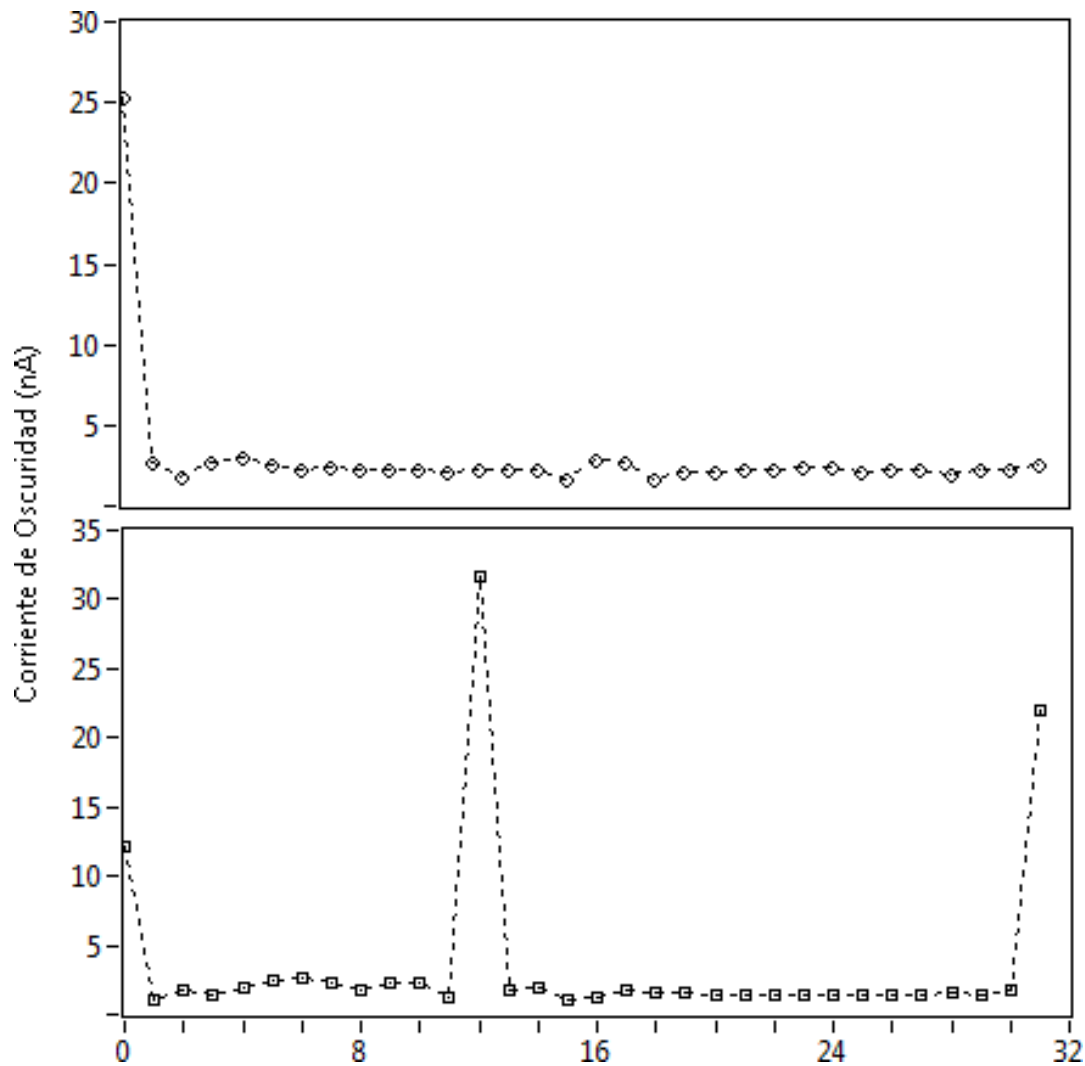


FIGURA 3.3: Arriba se encuentra la gráfica con la corriente de oscuridad para el detector 1 caracterizada por MicronSemiconductor a 24 V. Abajo se encuentra la gráfica con la corriente de oscuridad para el detector 2 caracterizada por MicronSemiconductor a 24 V.

obtener el valor de la corriente de oscuridad para el detector en las condiciones de nuestro sistema (40 V) como el cociente entre la tensión de polarización y la resistencia R_t (ec. 3.3), puesto que el fotodiodo se encuentra en su rango de comportamiento lineal [18, 60].

$$I_{osc} = \frac{40}{R_t} \quad (3.3)$$

En Fig.3.5 tenemos el valor de la corriente de oscuridad para cada una de las tiras detectoras estando el detector polarizado a 40 V en inversa. Como puede observarse comparando los resultados obtenidos a 24 V y a 40 V, la corriente de oscuridad incrementa con la tensión inversa.

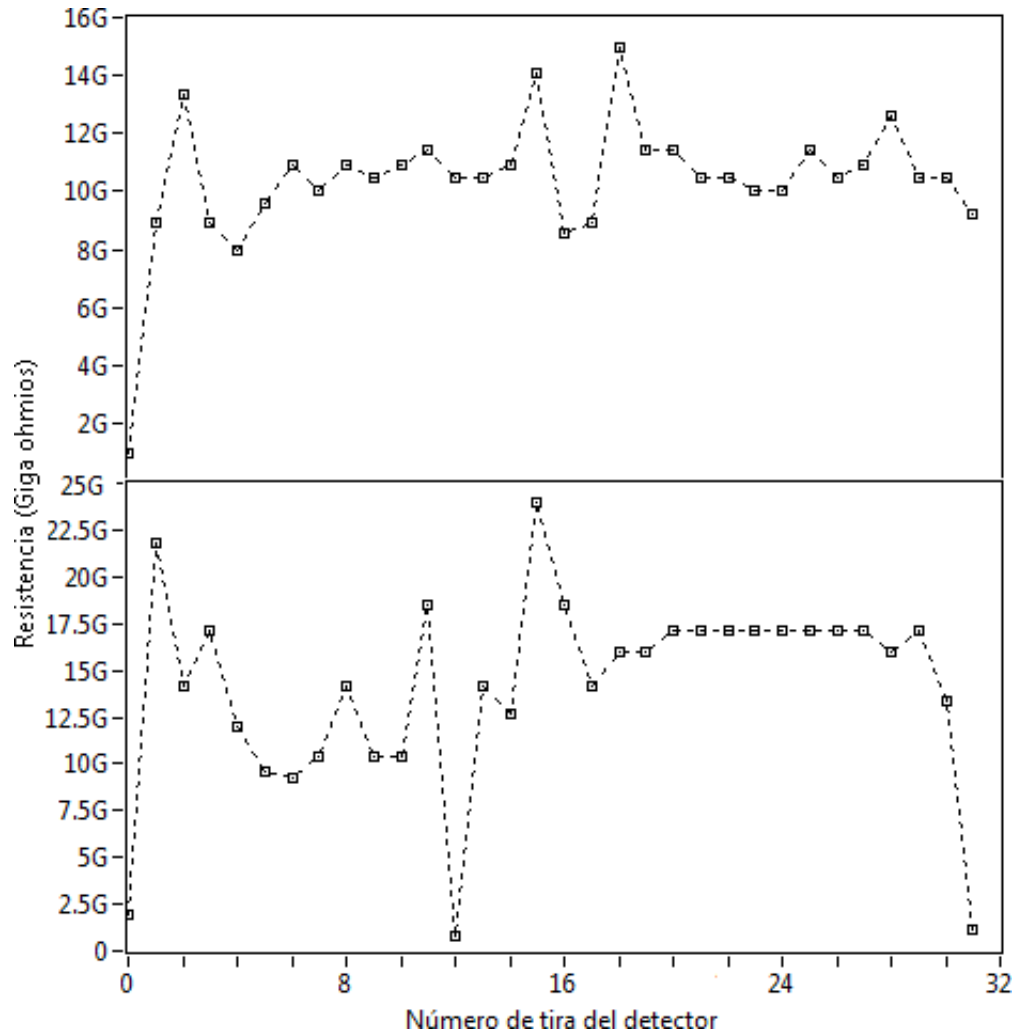


FIGURA 3.4: Arriba se encuentra la resistencia obtenida para el detector 1, abajo se encuentra la resistencia obtenida para el detector , a partir de los datos de la corriente de oscuridad proporcionados por MicronSemiconductor.

El valor máximo de I_d , podemos estimarlo a partir de la expresión 3.4

$$I_d = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = 137,8\mu A \quad (3.4)$$

Siendo ΔQ el valor de carga estimada tras radiar el detector con 500 UM, según la relación 3.34, y Δt el intervalo de tiempo necesario equivalente para radiar 500 UM. El número de unidades monitor es proporcional al tiempo de irradiación, según expresa la relación 4.3.

Los parámetros del circuito equivalente del fotodiodo para cada tira quedan así definidos a 40 V mediante el valor de R_t (Fig.3.4), el valor de la I_{osc} (Fig.3.5), el valor de I_d , y el valor C_J [61]. Como se dijo anteriormente, estos valores se utilizan en el análisis de los distintos intervalos a la salida del sistema que se corresponden con los distintos intervalos

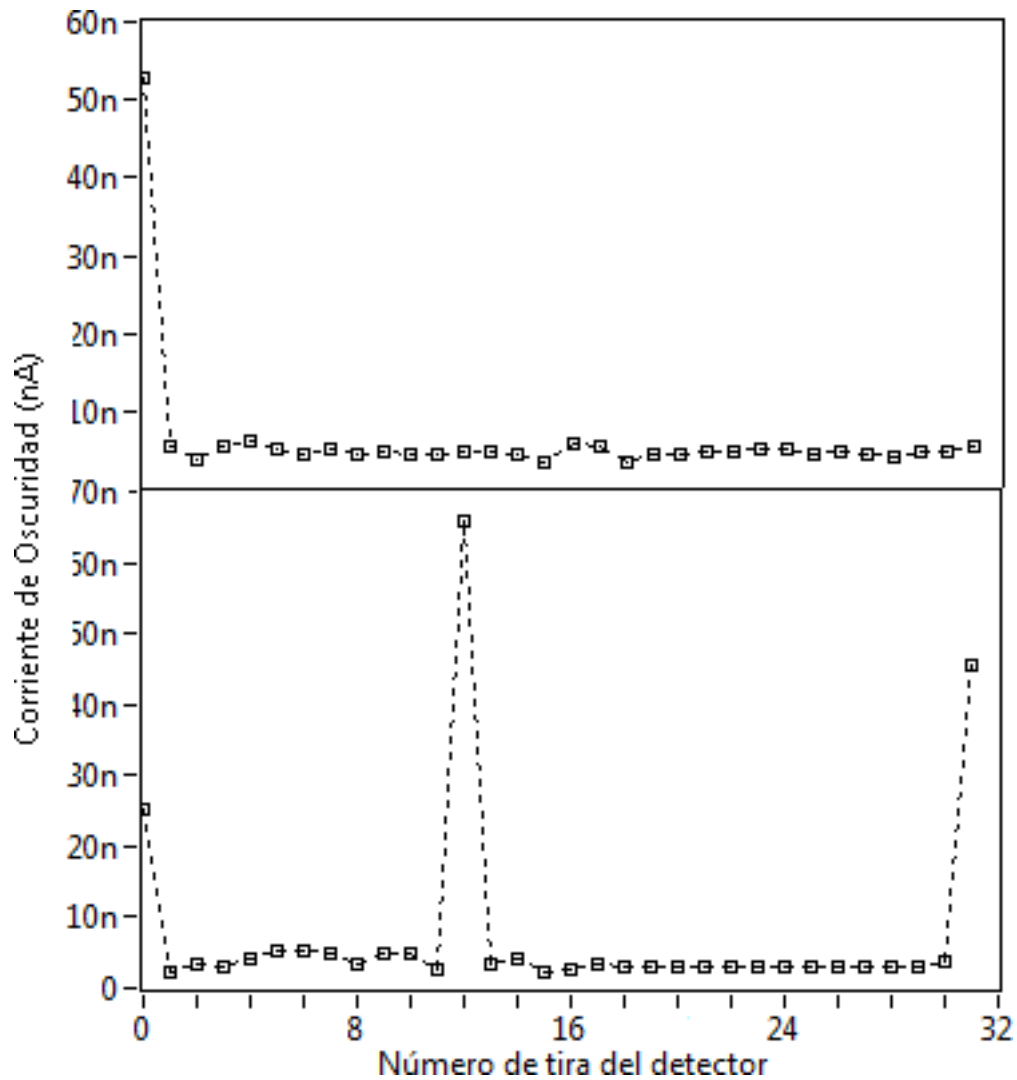


FIGURA 3.5: Arriba se encuentra la corriente de oscuridad del detector 1 a 40V, abajo se encuentra la corriente de oscuridad del detector 2 a 40V.

en el tiempo de una medida (sección 3.2.4), y para corregir el efecto de carga acumulada por la corriente de oscuridad (sección 3.3.1.2).

3.1.2. Fuentes y tipos de ruido electrónico: definición.

El origen del ruido en un sistema electrónico puede estar compuesto por una suma de ruido interno y ruido externo [39]. El ruido interno es el propio del sistema, el externo se debe al que se introduce por otros circuitos o sistemas externos [39]. El análisis de ruido que realizamos para este trabajo se centra en el ruido interno, al considerarse despreciables las fuentes externas. Las fuentes de ruido que hemos llamado interno se encuentra ampliamente detallado en la literatura [32, 39] para material semiconductor.

En los siguientes párrafos se definen los principales tipos de ruido electrónico que nos encontraremos al hacer el análisis tanto para el detector como para el sistema de adquisición de datos [32, 39]:

a) Ruido térmico, también conocido como ruido blanco. Presenta una distribución espectral plana, es decir, se produce a todas las frecuencias. Este ruido se debe a la agitación térmica de las partículas en cualquier componente de comportamiento resistivo. Crece con la temperatura y con el valor de la resistencia equivalente del componente; matemáticamente se modela mediante una fuente de tensión de valor eficaz e_t en serie con la propia resistencia R donde se genera. Lo define la ec.3.5:

$$e_t = \int_{f_i}^{f_s} 4KTR df \quad (3.5)$$

Donde K es la constante de Boltzman, T es la temperatura en grados Kelvin y f_i y f_s las frecuencias de corte superior e inferior del circuito.

Como se produce a todas las frecuencias, crece con el ancho de banda. Por esta razón, al realizar el diseño de un sistema hay que ajustar su ancho de banda al necesario para amplificar la señal, cualquier ancho de banda mayor no mejorará la señal e introducirá más ruido, empeorando la relación S/N.

b) Ruido flicker o ruido $1/f$. Es un ruido con ancho de banda limitada, aparece en todos los componentes activos y en las resistencias de carbón. Su origen es diverso, pero siempre se asocia a una corriente continua circulante por el componente y se modela mediante una fuente de tensión e_f o una fuente de corriente i_f , según definen las ec. 3.6 y 3.7:

$$e_f = \int_{f_i}^{f_s} \frac{Ke^2}{f} df \quad (3.6)$$

$$i_f = \int_{f_i}^{f_s} \frac{Ki^2}{f} df \quad (3.7)$$

Donde las frecuencias f_i y f_s son los límites del ancho de banda y K es una constante proporcional a la corriente continua circulante i ó a la tensión equivalente e . La presencia de la frecuencia en el denominador hace que suela predominar a frecuencias bajas.

c) Ruido de golpeteo (shotnoise) o Schoktty, que se ocasiona por el movimiento aleatorio de los electrones al atravesar cualquier barrera de potencial y que presenta una distribución espectral plana (es un ruido blanco), creciendo con la corriente que circule por el componente (i_m); se modela como una fuente de corriente de valor i_s , de valor dado por ec.3.8:

$$i_s = \int_{f_i}^{f_s} 2qi_m df \quad (3.8)$$

Sea cual sea el origen del ruido interno e_t , al tratarse de la suma de variables independientes no correladas (e_1 y e_2), se podrá considerar que es aditivo puesto que:

$$e_t^2 = \int_{f_i}^{f_s} (e_1 + e_2)^2 df = e_1^2 + e_2^2 + e_1 e_2 \quad (3.9)$$

El tercer sumando de la integral de la expresión 3.9 es nulo, al representar el producto de dos variables aleatorias independientes, de media nula.

3.1.3. Ruido electrónico en el detector

El análisis del ruido electrónico que nos encontramos en cada una de las tiras del detector DSSSD-BB7 se realiza considerando su comportamiento como el de un fotodiodo polarizado en inversa, según el modelo presentado en la sección 3.1.1. Las dos posibles fuentes de ruido mayoritario que tiene un fotodiodo son la corriente de ruido Schoktty asociado a la corriente de oscuridad y el ruido térmico [62]. A continuación presentamos el cálculo de estas componentes de ruido, particularizando en las ec.3.5 y 3.8 los datos del detector, para acabar haciendo el balance de la corriente total que entra en el sistema de adquisición, desde el detector, cuyo origen no es la radiación del sistema:

El ruido Schoktty o shot generado por la corriente de oscuridad esta presente en todas las señales bajo la siguiente forma:

$$I_{\text{ruido Schoktty}} = \int_{f_i}^{f_s} 2qI_{\text{osc}} df \quad (3.10)$$

Donde $I_{\text{ruido Schoktty}}$ es la corriente de ruido generada por la corriente de oscuridad (I_{osc}), q es la carga del electrón y las frecuencias f_i y f_s son los límites del ancho de banda (sección 3.1.4).

En Fig.3.6 pueden verse los valores de la corriente de ruido asociada a la corriente de oscuridad, resultado de aplicar a la relación 3.10 los datos presentados en la sección 3.1.1. La segunda posible fuente de ruido en el detector es debida al ruido térmico. Calculado a partir de la expresión 3.11, donde R_t es el valor de resistencia equivalente para cada tira del fotodiodo, y e_t viene definido por la ec. 3.5, donde las frecuencias f_i y f_s son los límites del ancho de banda (sección 3.1.4).

$$I_{\text{ruido térmica}} = \frac{e_t}{R_t} \quad (3.11)$$

En la Fig.3.7 encontramos el resultado del valor de la corriente generada por el ruido térmico, obtenida aplicando a la relación 3.11 los datos obtenidos en la sección 3.1.1. Según puede observarse comparando los valores en la Fig. 3.6 y la Fig. 3.7, la corriente de ruido térmico asociada a nuestro detector es del orden del fA, siendo diez veces mayor

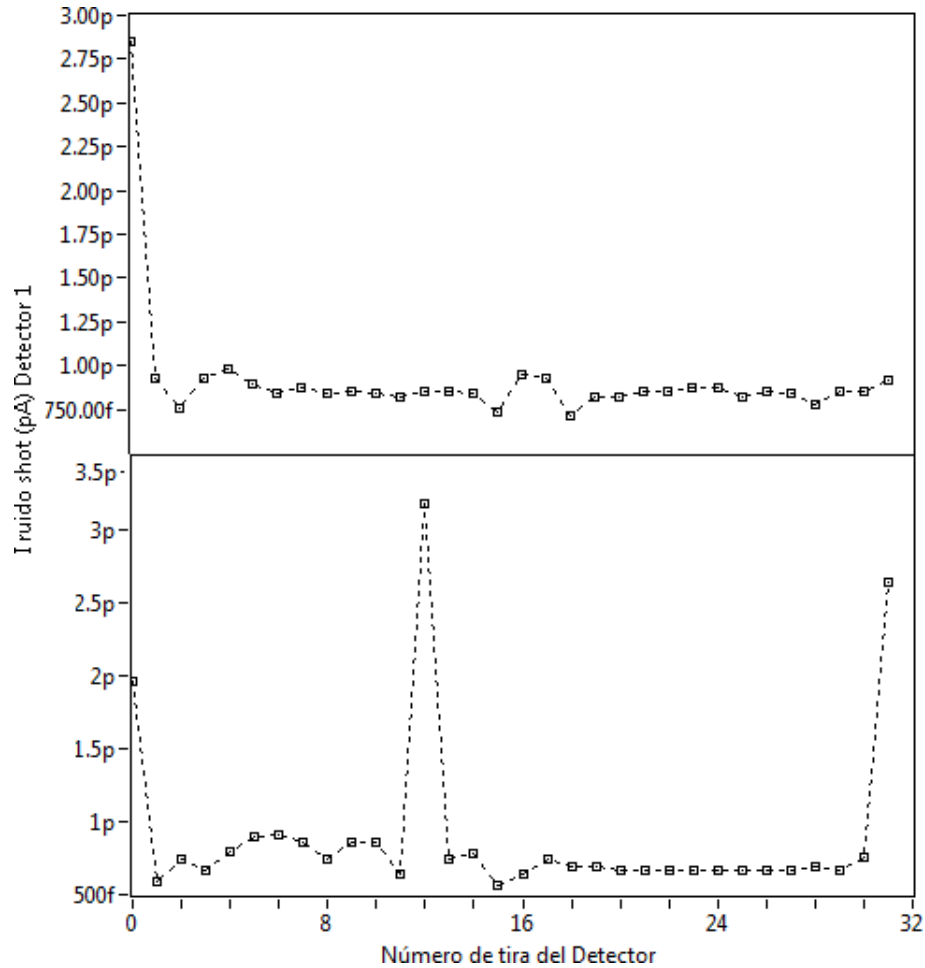


FIGURA 3.6: Arriba se encuentra la gráfica con el ruido asociado a la corriente de oscuridad para el detector 1 a 40 V. Abajo se encuentra la gráfica con el ruido asociado a la corriente de oscuridad para el detector 2 a 40 V.

que la corriente de ruido Shoktty ó shot asociada a la corriente de oscuridad, de estos datos se puede concluir que en nuestro sistema de detección el ruido predominante es el ruido térmico.

La suma total de corriente que entra en el circuito integrador cuyo origen es el detector en ausencia de radiación, puede expresarse con la relación 3.1.3 es decir, como la suma de la corriente de oscuridad (I_{osc}) (epígrafe 3.1.1) más la componente de ruido Shocktty ($I_{ruido\ Schoktty}$) y térmico ($I_{ruido\ termico}$) calculada en este epígrafe. El valor de la corriente total en ausencia de radiación se puede aproximar por la corriente de oscuridad.

$$I_{total}^2 = I_{osc}^2 + I_{ruido\ termico}^2 + I_{ruido\ Schoktty}^2 \quad (3.12)$$

Cuando el detector es radiado, la corriente de ruido Schoktty asociado a la corriente de radiación, se puede calcular de forma análoga a la corriente de este tipo de ruido asociada

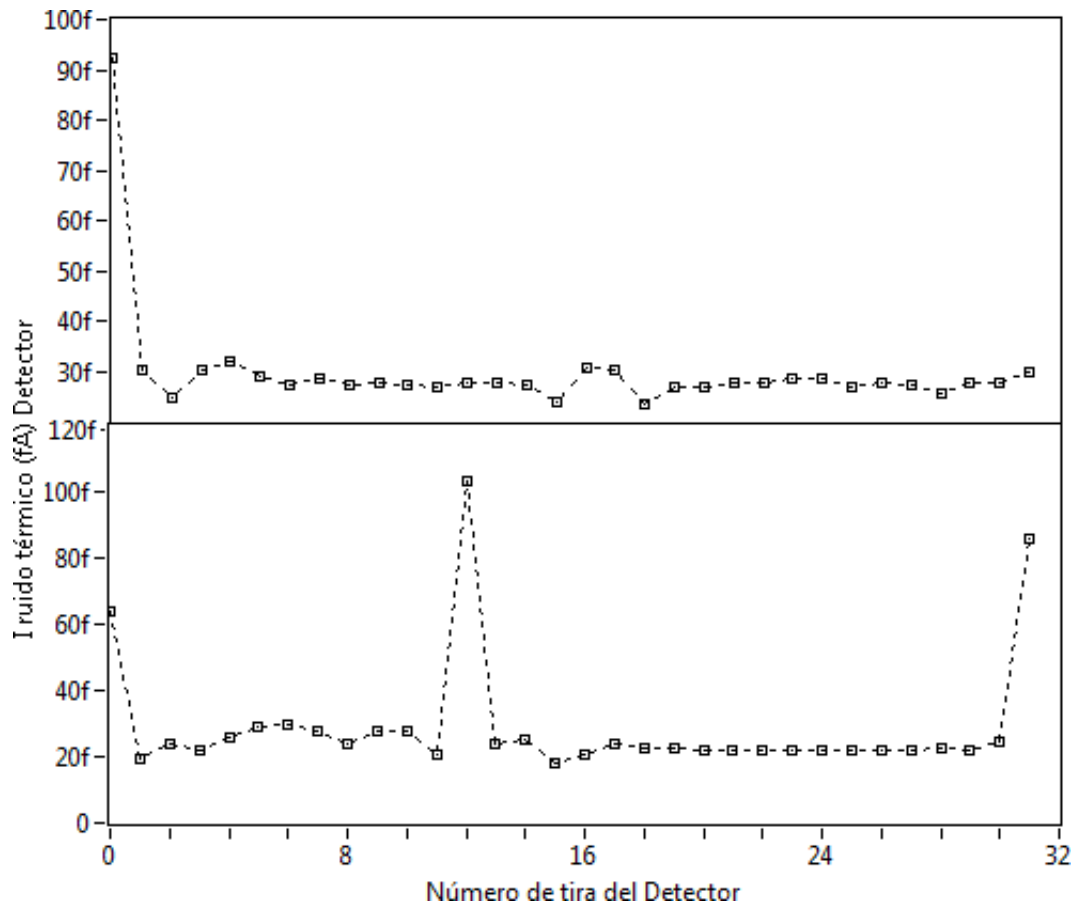


FIGURA 3.7: Arriba se encuentra la gráfica con el ruido térmico para el detector 1 a 50 V. Abajo se encuentra la gráfica con el ruido térmico para el detector 2 a 50 V.

a la corriente de oscuridad, mediante la expresión 3.10, obteniendo un valor

$$I_{\text{ruido Schoktty rad}} = 0,2 \text{ nA}$$

Haciendo balance del ruido electrónico en el detector, vemos cómo ninguna de sus componentes enmascara el nivel de la señal medida (epígrafe 3.1.1).

3.1.4. Ruido electrónico introducido por el sistema de adquisición de datos.

El ruido interno del sistema de adquisición de datos se caracteriza por etapas, para obtener el ruido final como la suma del ruido introducido en cada una de ellas.

3.1.4.1. Ruido en la etapa de adaptación.

La etapa de entrada al sistema de adquisición de datos ó etapa de adaptación (Fig. 3.1), está formada por un circuito integrador de corriente descrito en la sección 2.2.1.1, a cuya salida se encuentra un filtro paso bajo. El ruido que entra en un sistema electrónico está

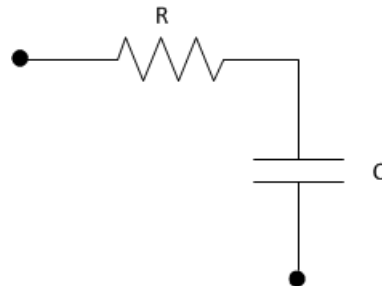


FIGURA 3.8: Filtro paso bajo: formado por una resistencia y un condensador.

acotado por su ancho de banda, estando éste determinado por el elemento de circuito cuyo ancho de banda sea más restrictivo; en nuestro sistema, la restricción en el ancho de banda la establece dicho filtro paso bajo, ubicado entre la salida de la etapa de adaptación y la entrada de canal del convertidor analógico digital. Como muestra la Fig.3.8, esta formado por una resistencia $R = 3.3 \text{ k}\Omega$ y un condensador $C = 0.1 \mu\text{F}$. Su función de transferencia viene dada por la ec. 3.13. Sustituyendo w por $2\pi f$, se obtiene la frecuencia de corte, f_c , cuyo valor es $f_c = 482,53 \text{ Hz}$.

$$H = \frac{1}{1 + jwRC} \quad (3.13)$$

El circuito integrador (Fig. 3.1) de la etapa de adaptación lleva un amplificador operacional, el cual es la fuente de ruido en esta etapa, cuyas principales causas de ruido son el ruido flicker y el ruido térmico [18, 39]. Este ruido se puede aproximar por una fuente de tensión y otra de corriente (Fig.3.9). La Fig.3.10 ilustra cómo el ruido flicker

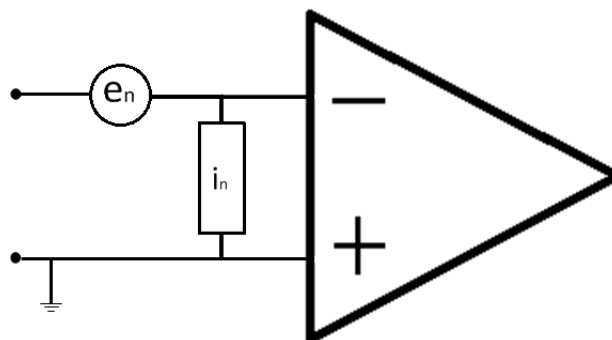


FIGURA 3.9: Esquema circuito equivalente de ruido de un amplificador operacional.

es mayoritario hasta una determinada frecuencia (f_{nc}), a la cual su valor se iguala al ruido térmico o blanco. El cálculo de esta frecuencia (f_{nc}) permite determinar el ancho de

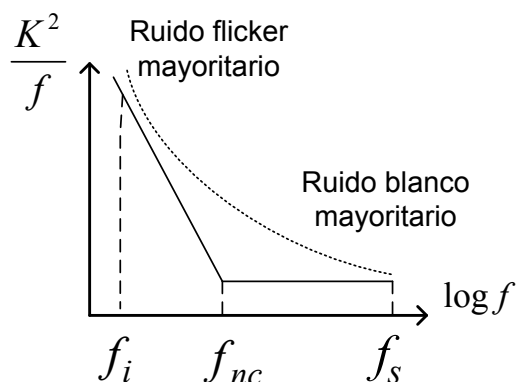


FIGURA 3.10: Las dos causas más importantes de ruido en un operacional son el ruido flicker y el ruido blanco. Para una determinada frecuencia f_{nc} , ambas se igualan.

banda ocupado por cada componente de ruido en nuestro sistema. Para ello, se igualan las ecuaciones 3.5 y 3.6 de ruido blanco o térmico y el ruido flicker [39], presentadas en la sección 3.1.2, resultando la relación 3.14:

$$e_n^2 = C(f_s - f_i) + K^2 \ln \frac{f_s}{f_i}$$

$$K^2 = \frac{e_n^2 - C(f_s - f_i)}{\ln \frac{f_s}{f_i}}$$

$$f_{ncv} = \frac{K^2}{e_{\text{blanco}}}$$

Particularizando con los valores proporcionados por el fabricante de este amplificador [63] en la ec.3.14, obtenemos una $f_{ncv} = 12,5$ Hz; es decir, la mayor parte del ancho de banda del sistema estará ocupado por ruido blanco ó térmico. A continuación se presenta el cálculo del ruido flicker y del ruido blanco en el sistema debido a la etapa de adaptación, determinado por el amplificador operacional:

El ruido térmico se calcula utilizando el valor de la densidad espectral de frecuencia $S(f)$ como indica la ec. 3.14; se utiliza el valor del ancho de banda (B_w) determinado por el filtro paso bajo, y la densidad espectral de ruido proporcionada por el fabricante [63], resulta que $e_t = 694$ nV.

$$e_t^2 = \int_{f_1}^{f_2} S(f)^2 df = \int_0^{B_w} \left(32 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \right)^2 df = B_w \left(32 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \right)^2 = (694 nV)^2 \quad (3.14)$$

Para realizar el cálculo de la componente que aporta el ruido flicker, se aplica la relación 3.15. Se utiliza el valor del ancho de banda (B_w) determinado por el filtro paso bajo y

el valor de corriente de ruido proporcionado por el fabricante [63], resultando un valor $e_f^2 = 0,159\text{nV}^2$

$$e_f^2 = \int_0^{B_w} \frac{i_n^2}{j2\pi f C} df \quad (3.15)$$

Así, la suma de ruido total dada por la ec. 3.16, puede aproximarse por la componente de ruido térmico. El ruido flicker se puede considerar despreciable en esta etapa de acondicionamiento, pues queda fuera del ancho de banda real del circuito, determinado por el filtro paso bajo.

$$e_n^2 = e_f^2 + e_t^2 \propto (694\text{nV})^2 \quad (3.16)$$

3.1.4.2. Ruido en la conversión analógico digital

La relación señal a ruido de un convertidor analógico digital se define como el cociente entre la potencia de la señal y la potencia del ruido. La potencia de ruido N esta relacionada con el intervalo de cuantificación Q según define la ec. 3.17

$$N = \frac{Q^2}{12} \quad (3.17)$$

La potencia de señal S se calcula como la potencia eficaz de una senoidal a fondo de escala (ec.3.18), donde N es la potencia de ruido y Q el intervalo de cuantificación.

$$S = \frac{Q^2 * (2^b - 1)^2}{8} \quad (3.18)$$

De esta forma, la SNR de un convertidor se expresa según la ec.3.19:

$$SNR = 10 \log \frac{S}{N} = 10 \log \frac{12(2^b - 1)^2}{8} = 6,02b + 1,78 \quad (3.19)$$

Con lo cual, al final la relación señal a ruido (SNR) depende exclusivamente del tamaño del intervalo de cuantificación, o lo que es lo mismo, del número de bits para cuantificar.

La ec. 3.19 determina la SNR máxima alcanzable por un convertidor de b bits. En un caso real la SNR obtenida será siempre menor, pues existen otros factores, además del ruido de cuantificación, que influyen sobre el ruido de fondo, aumentándolo y haciendo que disminuya la SNR.

Para nuestro sistema, el ADC que utilizamos es el ADS8548, con 15 bits efectivos la relación señal a ruido teórica viene dada por la ec. 3.20.

$$SNR = 20 \log \frac{Rango}{V_{adc}} = 6b + 2 = 92\text{dB} \quad (3.20)$$

La relación señal a ruido especificada a la salida del ADC por el fabricante es de 91.3 dB, lo cual da un valor equivalente de ruido de 0,136 mV.

$$91,3\text{dB} = 20 \log \frac{5}{V_{nadc}}$$

$$e_{nadc} = 0,136\text{mV}$$

3.1.4.3. Balance de ruido electrónico

El balance de ruido total a la salida del sistema (e_{out}) se obtiene como la suma del ruido de la etapa de adaptación (e_n)(epígrafe 3.1.4.1), más el ruido de la etapa de conversión analógico digital (e_{nadc})(epígrafe 3.1.4.2). Al tratarse de un ruido aditivo, se expresa según la relación 3.21:

$$e_{out}^2 = e_{n\text{ adc}}^2 + e_n^2 \quad (3.21)$$

El nivel de ruido total equivalente a la salida del sistema de adquisición de datos se puede aproximar por el valor del ruido dado por el convertidor analógico digital (ec.3.22):

$$e_{out}^2 = (694\text{nV})^2 + (0,136\text{mV})^2 = (0,136\text{mV})^2 \quad (3.22)$$

3.1.5. Medida del ruido

El ruido del sistema puede caracterizarse como la desviación estándar respecto al valor medio de la señal medida, tomada en cualquier configuración.

La Fig.3.11 muestra una medida del ruido del sistema: es el resultado de quitar el valor medio de señal en un intervalo de medida. La desviación estándar de esta señal tiene un valor de 2.5 niveles, el cual equivale a 0.381 mV. Este nivel de ruido medido es ligeramente mayor al obtenido de forma analítica (epígrafe 3.1.4.3), la diferencia puede estar justificada por efectos capacitivos no tenidos en cuenta en el modelo utilizado.

$$\sigma_{\text{ruido sistema}} = 2,5 \text{ niveles}$$

La Fig.3.11 muestra una medida del ruido del sistema mientras esta siendo irradiado: es el resultado de quitar el valor medio de señal en un intervalo de medida. La desviación estándar de esta señal tiene un valor de 3.65 niveles digitales.

$$\sigma_{\text{ruido irradiación}} = 3,64 \text{ niveles}$$

En porcentaje es un 0,012%, esto equivale a aproximadamente 0,63 mV

Si pasamos a tensión el valor de corriente de ruido Schokkty generada por la corriente de radiación, estimada (sección 3.1.1) particularizando en la ec.3.25, obtenemos un valor

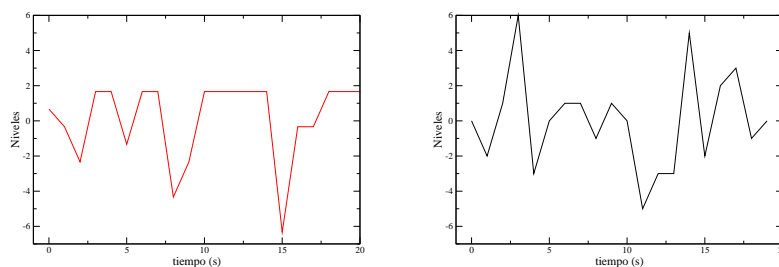


FIGURA 3.11: Medida tomada en condición de campo uniforme (epígrafe 4.2) consideramos estas desviaciones como el ruido del sistema. Izquierda: Resultado de sustraer el valor medio de señal en zona sin irradiación externa. Derecha: Resultado de sustraer el valor medio de la señal en zona de irradiación.

que coincide con el medido:

$$e_{\text{ruido}} = \frac{I_d \Delta t}{C} = 0,63 \text{ mV}$$

Si en la expresión 3.5 despejamos el valor de R_t utilizando este dato de la tensión de ruido medida con el sistema de adquisición el valor de R_t que obtenemos es del orden de la decena de Gigaohmios; coincidente con el valor de R_t calculado en la sección 3.1.1 a partir de los datos del fabricante del DSSSSD.

Esto valida las estimaciones realizadas en dicha sección. Haciendo balance de las diferentes fuentes de ruido del sistema, vemos cómo la contribución del ruido del sistema de adquisición (epígrafe 3.1.4) es menor que la contribución del ruido del detector. Luego el nivel de ruido en el sistema de adquisición no limita la medida de la señal de interés.

3.2. Caracterización de la función de transferencia del Sistema

La respuesta del instrumento ante la magnitud física a medir viene definida por la función de transferencia $f(X)$, esta contiene la información básica para evaluar tanto el objeto de la medida como lo bien que esta ha sido realizada.

Antes de seguir hablando de la caracterización de la función de transferencia, es necesario comprender que los términos utilizados para describir una medida se establecen en documentos llamados estándar, pero existen varias terminologías de metrología estandarizadas que no son consistentes. En los libros de instrumentación y en la descripción de características de un instrumento, a menudo se usan los términos de diferente manera, por ello a la hora de presentar el análisis de la información proporcionada es necesario ser

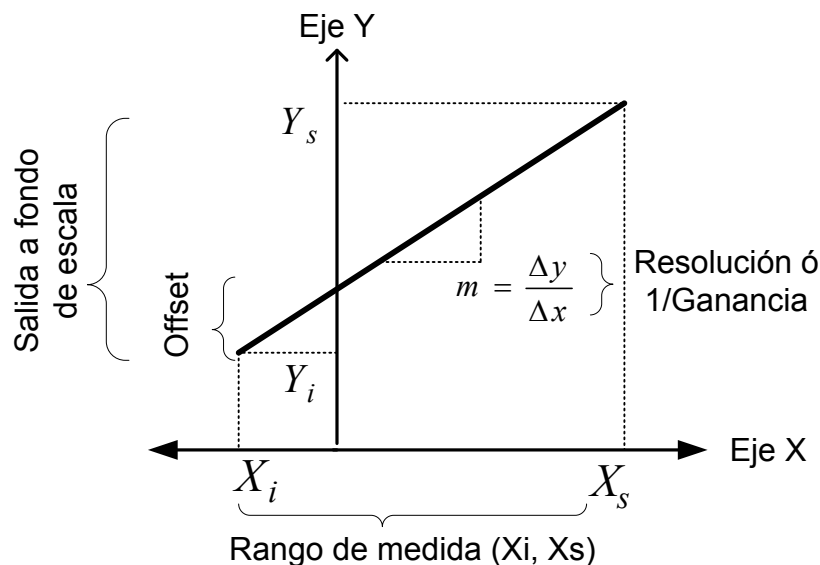


FIGURA 3.12: Esta figura muestra los parámetros que definen la curva de calibración o función de transferencia $f(X)$ para una respuesta lineal: en el eje X el rango de medida acotado por los valores (X_i, X_s) define el alcance o fondo de escala $(X_s - X_i)$, mientras en el eje Y se define la salida a fondo de escala $Y_s - Y_i$. El valor de la pendiente también se conoce como la sensibilidad del sistema.

muy diligente en asegurarse que las afirmaciones hechas son interpretadas correctamente [39, 64].

Los valores medidos los tomamos como si fuesen constantes, aunque su valor puede variar con el tiempo. Estos cambios dinámicos pueden tener su origen en la magnitud a medir o porque el instrumento de medida necesite tiempo para seguir los cambios en esta. Por esto, también es necesario entender la existencia de características estáticas y dinámicas tanto en el valor a medir como en la instrumentación.

El valor obtenido tras medir repetidamente en las mismas condiciones no dará el mismo resultado siempre: existe una variación entre las medidas en intervalos cortos de tiempo (repetibilidad), y puede existir una variación entre medidas tomadas en un largo periodo (reproducibilidad).

Las características estáticas de la función de transferencia son la llamada curva de calibración [39, 64]. Para definir esta curva adecuadamente se necesita indicar su forma y límites. La forma para una curva de calibración en su región lineal (Fig.3.12) queda definida mediante el valor de la pendiente de la recta de mejor ajuste y el error de linealidad (máxima desviación entre la curva de calibración y la recta de mejor ajuste). Los términos utilizados para definir los límites en abscisas y en ordenadas son el rango de medida, y la salida a fondo de escala respectivamente [39](Fig.3.12).

El rango de medida en nuestro sistema es el número de unidades monitor (UM) máximo para el cual ha sido definido, de modo que tenga un valor de salida a fondo de escala lineal. El número de UM es proporcional al tiempo de irradiación: 3,33 UM/sg, siendo esta una característica del acelerador Siemens Primus disponible en el Hospital Virgen Macarena de Sevilla. Fuera de este rango son necesarios parámetros adicionales como la saturación o nivel de entrada a partir del cual la pendiente disminuye de forma significativa (Fig.3.13). Estos límites en la detección hay que determinarlo estudiando el comportamiento del sistema.

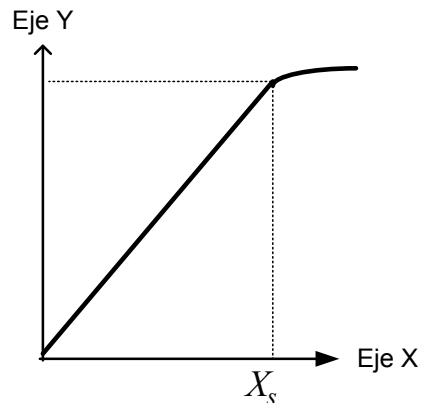


FIGURA 3.13: Función de transferencia lineal hasta el punto X_s , en el cual la salida pasa a estar saturada.

A continuación se presenta la función de transferencia que se corresponde con la respuesta del circuito equivalente ante la señal de entrada en cada intervalo de medida. Estos intervalos se corresponden con las distintas etapas que conlleva la toma de datos. Se inicia el experimento con el reset del sistema activado, la única señal que entra al circuito integrador es la señal de referencia más el ruido del sistema, caracterizado en la sección 3.1, a continuación se quita el reset, el sistema puede empezar a integrar la carga acumulada por la corriente de oscuridad. En estas condiciones se empieza a irradiar el sistema de detección con número determinado de UM, i.e. comienza el intervalo de irradiación Δt , lo cual hace que a la corriente de oscuridad se le sume la señal generada por la radiación. Una vez acabado el intervalo de irradiación con un número determinado de UM ó Δt , el condensador comienza a descargarse.

Un análisis pormenorizado de cada una de estas etapas nos permite obtener el valor de la lectura de cada tira en función de la entrada correspondiente, así como entender el origen de la forma de la función de transferencia.

Para caracterizar la forma en la región de radiación, tras el proceso de digitalización, se hace el estudio de la ganancia ($1/m$). Este parámetro será el que permita obtener el valor de la lectura a la salida como $\Delta y = m \Delta t$. Después se estudia la resolución, para

conocer la lectura mínima a la salida en el rango de medida, para acabar esta sección estudiando los límites de detección que presenta el sistema.

3.2.1. Análisis de los intervalos de tiempo de la medida

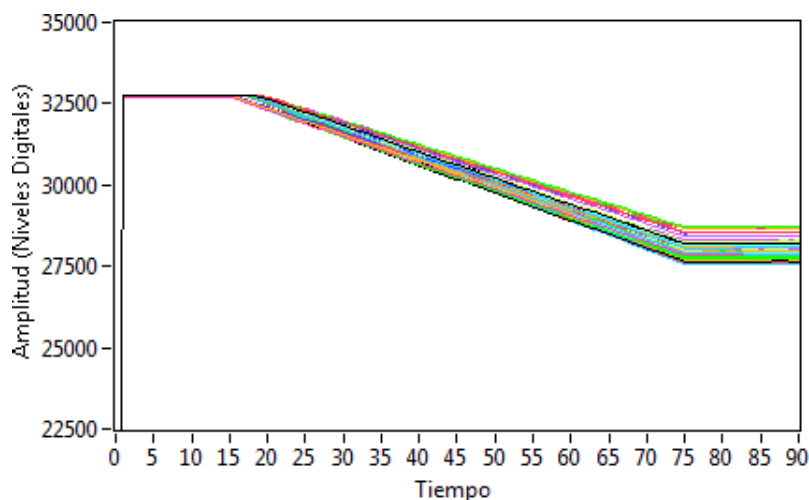


FIGURA 3.14: Función de transferencia del sistema para verificar tratamientos complejos de radioterapia. Se muestran los datos en bruto para una medida obtenida en configuración de calibración. En eje X se indica el tiempo en sg, en el eje Y se indica el valor numérico digital a la salida de la etapa digital. Puede diferenciarse el comportamiento en 4 zonas distintas, según la fase de la medida. La zona de interés es la zona de irradiación, cuya forma y límites se busca caracterizar.

La respuesta en el tiempo a la salida del sistema se divide en distintos intervalos (Fig.3.14), cada intervalo o fase de la medida tiene una señal de entrada y circuito equivalente diferente, produciendo cambios en la respuesta a la salida (Δy). Caracterizar la respuesta del sistema implica ver cómo afecta a la salida tanto la respuesta del detector a la irradiación como al nivel de ruido del detector y del sistema de adquisición de datos.

1) Sistema en reposo: cuando no se está irradiando el sistema y está activado el reset. El circuito equivalente se muestra en la Fig.3.15: la pata positiva del amplificador operacional (A.O.) está a 5 V, luego la malla del circuito viene descrita por la ec. 3.23:

$$V_o(t) = I_{in}R + 5 \quad (3.23)$$

donde el valor de la resistencia en ohmios es $R = 47\Omega$ y el valor de la corriente en amperios es $I_{in}^2 = I_{ruido}^2$.

En esta etapa la corriente que entra en el circuito (I_{in}) es el ruido electrónico (I_{ruido}). Las estimaciones que hacemos a continuación son tomando el valor de una de las tiras del detector. Aproximamos la corriente total de entrada por el valor $I_{ruido} \sim 130 \text{ mA}$. Particularizando en la ecuación del circuito resulta: $V_o = 130mA + 5V = 5V$

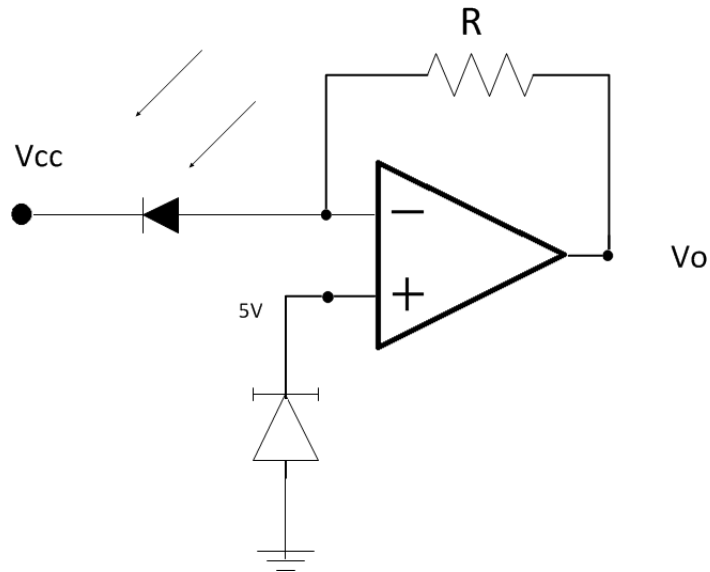


FIGURA 3.15: Circuito equivalente para el modo de funcionamiento del sistema con el reset activado y sin irradiar.

Esta señal entra en el digitalizador, cuya salida Δy será el nivel digital correspondiente al valor de 5 V. El valor de la salida del digitalizador estará en torno a un valor digital 32767 (nivel máximo de cuantización) al que se le suma el valor del ruido del ADC.

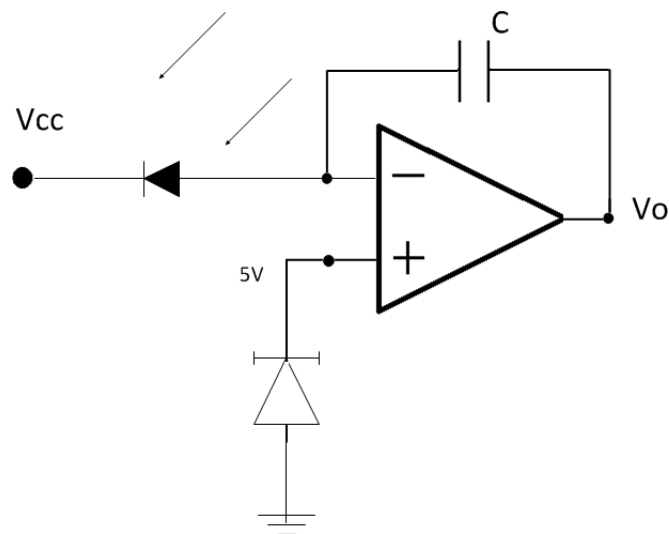


FIGURA 3.16: Circuito equivalente para el modo de funcionamiento del sistema sin el reset activado, irradiado o sin irradiar. El condensador C se carga con la corriente que entra por el nodo negativo del amplificador operacional

2) Sistema preparado para medir: no se está irradiando el sistema y no está activado el reset.

$$V_o(t) = 5 - V_c(t) \tag{3.24}$$

El condensador (Fig.3.16) $C = 47\mu\text{F}$ se irá cargando con la suma de la corriente de oscuridad (I_{osc}) y la corriente de ruido (I_{ruido}) del DAQ, aunque no exista ninguna radiación aplicada al sistema, con una relación lineal dada por la expresión 3.25, donde $I_{\text{in}}^2 = I_{\text{osc}}^2 + I_{\text{ruido}}^2$.

$$V_c(t) = \Delta t \frac{I_{\text{in}}}{C} \quad (3.25)$$

La pendiente de la función de transferencia en esta etapa viene dada por la relación entre la corriente I_{in} con el valor del condensador C . La señal de salida en esta región se corresponde con una señal cuyo valor es una recta con una pendiente de un valor dado por la ec.3.26:

$$m = \frac{V_c(t)}{\Delta t} = \frac{I_{\text{in}}}{C} \quad (3.26)$$

La caída de pendiente en esta etapa se corresponde principalmente a la carga del condensador con la I_{osc} , resultando que la lectura en esta etapa, para un Δt que permita superar el nivel de carga del condensador debida sólo a ruido electrónico, permite obtener m_{iosc} .

3) Irradiación: se está irradiando el sistema, no está activado el reset.

En este caso, la corriente de entrada al sistema I_{in}^2 será: $I_{\text{in}}^2 = I_{\text{osc}}^2 + I_{\text{ruido}}^2 + I_{\text{d}}^2$ la suma de la corriente de oscuridad I_{osc} , la corriente de ruido I_{ruido} y de la corriente de irradiación I_{d} .

El circuito equivalente es el mismo, evoluciona según la ec.3.24, el condensador se cargará más rápido por la mayor intensidad que genera la corriente de irradiación.

La tensión de salida comienza a caer linealmente en función del número de UM ó Δt con que se radia el detector, según se carga el condensador con la I_{d} . El valor de la pendiente en la zona irradiación (Δt), que nos permite obtener la lectura en niveles digitales Δy de la medida, previa a la calibración en dosis, se calcula con detalle en el epígrafe 3.2.1.

4) Fin de radiación: se ha terminado de irradiar y no está activado el reset. La corriente de entrada es $I_{\text{in}}^2 = I_{\text{osc}}^2 + I_{\text{ruido}}^2$

En este caso la forma de la función de transferencia se debe a la contribución de dos efectos diferentes: el condensador empieza a descargarse a través de la resistencia equivalente del dieléctrico del condensador Fig. 3.17 pero por otro lado, sigue la carga por la corriente de oscuridad. Este efecto se describe en el epígrafe 3.3.1.3.

3.2.2. Ganancia

La ganancia para cada uno de los canales que forma el sistema detector se define como el inverso de la pendiente en la zona de irradiación.

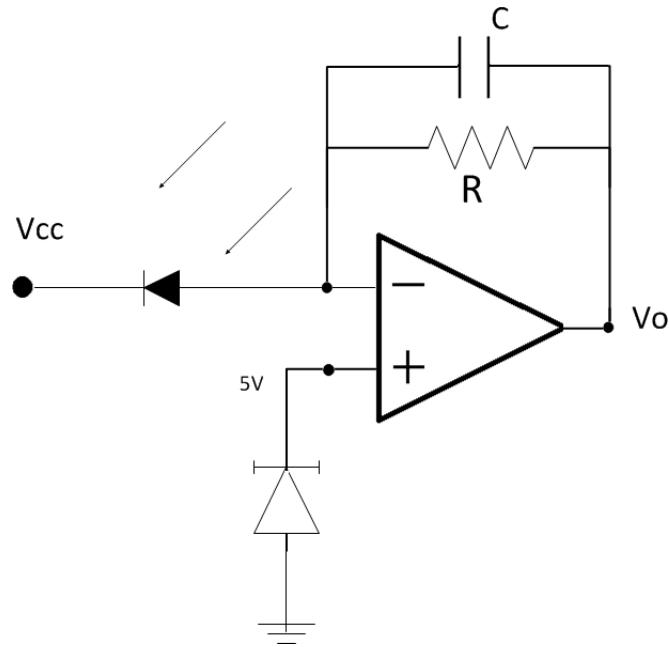


FIGURA 3.17: Circuito equivalente para el modo de funcionamiento del sistema sin el reset activado tras acabar de irradiar. El condensador C se descarga a través de la resistencia R, la cual modela el comportamiento del dieléctrico del condensador. No es la misma resistencia que cuando el circuito está en modo reset.

El comportamiento en el intervalo correspondiente a la irradiación puede estudiarse con la ecuación de mejor ajuste a una recta mediante[64]:

- recta que pasa por punto inicial y final.
- recta que pasa por cero (offset nulo) y final.
- recta de ajuste por mínimos cuadrados.

En nuestro caso buscamos obtener la recta que mejor se ajusta por mínimos cuadrados, a la ec.3.27:

$$y = mx + q \quad (3.27)$$

El valor de los parámetros m y q se determina a partir de N medidas y_i , correspondientes a N valores fijos de x_i . El principio de máxima verosimilitud indica que los valores más probables de m y q son aquellos que hacen mínima χ^2 (ec.3.28):

$$\chi^2 = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{0 \leq i \leq N-1} (y_i - mx_i - q)^2 \quad (3.28)$$

Las condiciones de mínimo de χ^2 son:

$$\frac{d\chi^2}{dm} = 0$$

$$\frac{d\chi^2}{dq} = 0$$

Conduce a la expresión 3.29, solución de los parámetros m y q:

$$m = \frac{n \sum xy - \sum x \sum y}{n \sum x^2 - (\sum x)^2} \quad (3.29)$$

$$q = \frac{\sum y - m \sum x}{n}$$

donde se ha utilizado la siguiente notación por facilidad de lectura:

$$\sum x = \sum_{0 \leq i \leq N-1} (x_i)$$

$$\sum xy = \sum_{0 \leq i \leq N-1} (x_i y_i)$$

El valor del coeficiente de correlación entre la recta de mejor ajuste y la respuesta del sistema muestra que la linealidad es muy buena ($R^2 \simeq 0,999989$), sin embargo, la función de transferencia no es una recta perfecta. La Fig.3.18 muestra cómo los residuos se ajustan a una distribución parabólica, indicando claramente la presencia de términos de mayor orden.

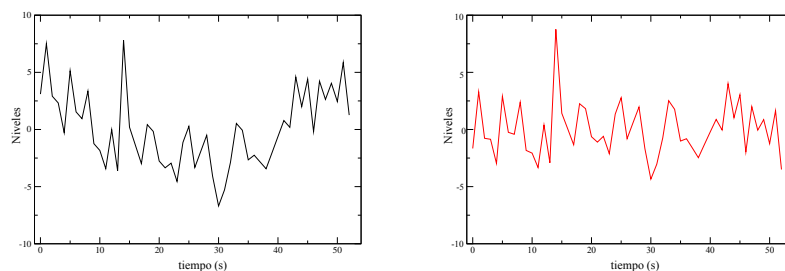


FIGURA 3.18: SSD = 100cm, profundidad 10cm, tamaño de campo $10 \times 10\text{cm}^2$, 100UM (epígrafe 4.2).Izquierda: Residuos de ajuste de la zona de irradiación a una función lineal. Derecha: Residuos de ajuste de la zona de irradiación a una función cuadrática.

Se hace un ajuste de los datos a la ecuación $y = ax^2 + bx + c$, cuyo residuos se muestran en la Fig.3.18, uniformemente distribuidos alrededor de cero. Para encontrar la recta de mejor ajuste, suponemos que la respuesta real es cuadrática, queremos encontrar la recta de mejor ajuste que minimize los residuos en el intervalo de irradiación (ec.3.30):

$$R = \int_{t_i}^{t_f} (ax^2 + bx + c - mx - q)^2 dx \quad (3.30)$$

De este modo nos queda que el valor de pendiente de la recta de mejor ajuste tiene la forma de la ec.3.31.

$$m = b + a\Delta t \quad (3.31)$$

Siendo a el término cuadrático, b el término lineal del polinomio de mejor ajuste y Δt el intervalo de irradiación, el cual es proporcional al número de unidades monitor con que se irradia el sistema (expresión 4.3).

La pendiente no es un factor adimensional, lleva implícita una conversión de unidades que se debe tener en cuenta para la calibración a dosis. Particularizando la definición de pendiente en nuestro sistema podemos obtener las unidades: $m = \Delta y / \Delta x$, donde Δy es el número de niveles digitales (niveles) y Δx es el intervalo temporal (s). La inversa de este valor de pendiente es el llamado factor de ganancia. La ganancia de sistema tiene unidades (s/niveles).

$$\langle \text{Ganancia} \rangle = \frac{1}{m_i} \left(\frac{\text{s}}{\text{niveles}} \right)$$

Se hace una media del valor de pendiente obtenido en condiciones de uniformidad para cada uno de los canales de adquisición del sistema.

$$\langle m \rangle = \frac{\langle m_{i,j} \rangle}{j}$$

Donde j es el número de experimentos realizados y m_i es el valor de pendiente para la tira i en cada uno de los experimentos.

Este factor de ganancia es diferente en función de la configuración en que se realice la toma de datos para la tira i . El factor de calibración se obtiene a partir de la ganancia, según se explica en el capítulo 4.

3.2.3. Resolución

Se define la resolución como el cambio mínimo en las variables de entrada que se puede distinguir a la salida. La resolución de cada valor que se obtiene a la salida del digitalizador viene dada por su número de bits: el ADC que utilizamos tiene 16 bits teóricos, pero en la salida de datos brutos vemos que la función de transferencia tiene un nivel máximo de ~ 32767 , empíricamente tenemos 15 bits efectivos. La resolución a la salida del convertidor analógico digital en voltios viene dada por la relación 3.32:

$$\text{Resolución estática} = \frac{5V}{2^{15}} = 0,15mV/\text{nivel} \quad (3.32)$$

Conociendo el valor del condensador del circuito integrador, la carga estimada equivalente para ese nivel de tensión esta definido por la relación 3.33.

$$\Delta Q_{\text{estimada min}} = C \times \Delta V = 47\mu F \cdot 0,15mV = 7,05 \text{ nC} \quad (3.33)$$

Haciendo uso de la relación entre la carga acumulada y la dosis estimada por la expresión ??:

$$Q_{\text{estimada teórica}}(Dosis) = 41,4 \cdot 10^{-6} \cdot Dosis(Gy) \quad (3.34)$$

Nos queda una estimación del cambio mínimo en dosis que puede medir el digitalizador según indica la expresión 3.35

$$Dosis \text{ Min}(cGy) = \frac{Q_{\text{estimada}}}{41,4 \times 10^6} = \frac{7,05 nC}{41,4 \times 10^6} = 0,017 cGy \quad (3.35)$$

En nuestro sistema la resolución no coincide con el umbral mínimo de medida (sección 4.2.3).

3.2.4. Límites en la detección

La evolución de los datos en bruto a la salida del sistema de adquisición con la irradiación al detector (Fig.3.14), muestra cómo la señal cae con el aumento del número de UM suministradas ó con el tiempo de radiación. Según aumenta la carga acumulada en el condensador $V_c(t)$, la tensión a la salida $V_o(t)$ disminuye (ec. 3.36).

$$V_o(t) = 5 - V_c(t) \quad (3.36)$$

La señal analógica de tensión acumulada en el condensador entra en el digitalizador, a cuya salida su valor se convierte en 15 bits efectivos. La excursión máxima de señal pertenece al rango acotado de (0,32767) niveles digitales. Los límites en la función de transferencia dependerían de la tensión acumulada en el condensador como indica la expresión 3.37:

$$\begin{aligned} V_{o \text{ max}}(V_{c \text{ min}} = 0V) &= 5V(t = 0) \\ V_{o \text{ min}}(V_{c \text{ max}} = 5V) &= 0V(t = t_{\text{max}}) \end{aligned} \quad (3.37)$$

Sin embargo la respuesta de cada uno de los canales del sistema de adquisición es diferente debido a las no idealidades, y los valores de la salida a fondo de escala del sistema extremo inferior $f(X_i)$ y extremo superior $f(X_s)$ están acotados según se describe a continuación:

El extremo inferior $f(X_i)$ está acotado por el valor máximo que puede digitalizar el ADC antes de entrar en su zona de saturación:

$$\begin{aligned} f(X) &= V_o(t) \\ f(X_i) &= f(X(t = 0)) > V_{\text{sat CAD}} \end{aligned}$$

Sólo a partir de un valor de entrada que llamaremos *umbral* tenemos una respuesta lineal a la salida de la etapa digitalizadora. El umbral es la tensión mínima en el condensador que hace que la función de transferencia tenga un valor fuera de la región de saturación del convertidor analógico digital ($V_{\text{sat_ADC}}$), y que éste entre en su zona de comportamiento lineal. Este valor de tensión mínima que hace al ADC entrar en su región lineal es diferente para cada canal, debido a las no idealidades de los canales de la electrónica. Los canales del 17 al 32 entran en región lineal a partir de una tensión V_c menor, éstos canales permitirán medir la dosis acumulada a partir de un valor de carga acumulada menor (sección 4.2.3).

El extremo superior $f(X_s)$ está acotado por la cantidad de carga máxima que puede acumular el condensador del circuito integrador permaneciendo este dentro de su región de comportamiento lineal V_o_{maxima} (sección 2.2.1.2). El rango de dosis que se puede medir está acotado por estos límites en la función de transferencia:

$$\begin{aligned} f(X_i) &\preceq V_{\text{sat_CAD}} \propto \text{Dosis}_{\text{min}} = \text{Umbral}_i \\ f(X_s) &\preceq V_o_{\text{maxima}} \propto \text{Dosis}_{\text{max}} \end{aligned}$$

3.3. Incertidumbre de la medida.

Es inevitable que el resultado de cualquier medida sea un número con un cierto grado de incertidumbre ε [65].

$$\varepsilon = \text{Valor}_{\text{verdadero}} - \text{Valor}_{\text{medido}}$$

La incertidumbre es siempre desconocida como función temporal, pero podemos hacer una estimación de su valor absoluto, esto es lo que definimos como la cota de incertidumbre o ΔX . Esta cota de incertidumbre es el resultado de la contribución de las distintas fuentes de incertidumbre en un sistema.

$$\text{Valor}_{\text{real}} \in [\text{Valor}_{\text{medido}} - \Delta X, \text{Valor}_{\text{medido}} + \Delta X]$$

Definir el comportamiento del sistema en lo que se refiere a la incertidumbre en una medida exige cuantificar y clasificar sus distintas fuentes. Las incertidumbres suelen clasificarse en sistemáticas y estadísticas [65–69]. Las incertidumbres sistemáticas se mantienen constantes en valor absoluto y signo después de medidas repetidas por lo que pueden ser compensadas, mientras que las segundas permanecen aún después de haber sido corregido las primeras. El estudio de estos parámetros se lleva a cabo con los datos brutos tomados en condiciones de campo plano (capítulo 4).

3.3.1. Errores sistemáticos o de instrumentación

Algunos errores de medida están provocados por el propio instrumento [39]. En nuestro caso los errores provocados por el sistema dentro del rango de interés vienen dados por el error en la ganancia debido a la no invariabilidad de la respuesta del sistema con el tiempo de medida (epígrafe 3.2.2). Fuera de este rango nos encontramos con otros efectos como la corriente de oscuridad y la corriente de fugas cuando se termina la irradiación. En los siguientes epígrafes trataremos estos conceptos y el modo en que afectan a nuestras medidas de dosis.

3.3.1.1. Error de ganancia

Para una misma configuración el valor de la pendiente depende del tiempo de irradiación ó del número de unidades monitor (UM) que haya recibido el detector. El error de ganancia lo calculamos utilizando como referencia los datos obtenidos en condiciones de uniformidad para 100UM, los cuales serán utilizados en el cálculo del factor de calibración (epígrafe 4.2.1). Dado que la pendiente tiene un valor definido según la expresión 3.31, podemos calcular la desviación estándar de cualquier pendiente respecto a la tomada de referencia m_{ref} con la ec.3.38:

$$\sigma_m^2 = \overline{(m_i - m_{\text{ref}})^2} \quad (3.38)$$

$$m_{\text{ref}} = b + a\Delta t_{\text{ref}}$$

Siendo a y b los ajustes cuadrático y lineal para la medida de referencia y Δt_{ref} el intervalo de tiempo equivalente al número de unidades monitor con el cual se han obtenido los datos, podemos estimar su desviación con la expresión 3.39:

$$\frac{\sigma_m}{m} \simeq \frac{a}{3b} \Delta t \sim 0,30\% \quad (3.39)$$

3.3.1.2. Efecto de la corriente de oscuridad

El valor de la pendiente calculado en el epígrafe 3.2.2 es para un caso ideal, basado en la hipótesis de que toda la señal adquirida por el sistema se debe a la carga generada en el detector al irradiar el sistema. No tiene en cuenta la contribución de la corriente de oscuridad a la función de transferencia. Al ser un detector polarizado en inversa existe una cantidad de carga integrada debido a la contribución de esta corriente, produciendo una estimación errónea de la señal debida a irradiación.

La expresión de pendiente m_k tras corregir el efecto de la corriente de oscuridad $m_{i_{\text{osc}}}$, queda según indica la ec.3.40,

$$m_k = m_i - m_{i_{\text{osc}}} \quad (3.40)$$

donde m_i es la pendiente o inversa de la ganancia de la lectura para cada tira del detector (epígrafe 3.2.2), y $m_{i_{osc}}$ es la pendiente por carga acumulada sólo por la corriente de oscuridad. El valor de $m_{i_{osc}}$, se obtiene aplicando a la relación ?? (epígrafe 3.2.1) los datos de corriente de oscuridad proporcionados por el fabricante (epígrafe 3.1.1), ó haciendo el cálculo de la pendiente medida por el sistema de adquisición en el intervalo antes de comenzar a irradiar.

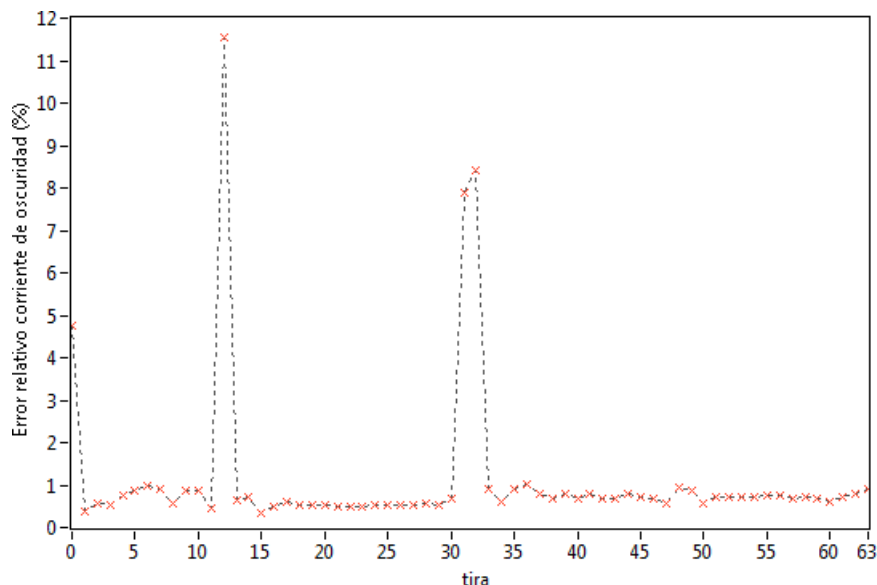


FIGURA 3.19: El eje Y muestra el error relativo introducido por la corriente de oscuridad para los datos sobre los cuales se ha calculado el valor de ganancia. Este error tiene un peso distinto para cada tira, dependiendo del valor de la corriente de oscuridad.

El error relativo que la corriente de oscuridad produce en la señal final Δy para cada tira i depende de su valor en ésta, así como de la tasa de dosis y del número de unidades monitor (tiempo de irradiación), como se puede deducir de la expresión 3.41.

$$\Delta y_i = m_c \Delta t = (m_i - m_{i_{osc}}) \Delta t \quad (3.41)$$

La Fig.3.19 muestra cómo para un campo uniforme este error puede ir desde el 0.7%, llegando hasta $\sim 10\%$ para alguna tira. Fuera de condiciones de uniformidad, con campos asimétricos ó que no irradian por completo la superficie del detector, el efecto de sobreestimación en la señal final Δy se ilustra con mayor claridad: durante la medida en las tiras no irradiadas tan sólo se acumula carga por la corriente de oscuridad.

$$Dosis = \frac{C \cdot K \cdot (m_i - m_{i_{osc}}) \Delta t}{Volumen} \quad (3.42)$$

Cuando se convierte a dosis la carga acumulada siguiendo la relación 3.42, en las tiras sólo irradiadas parcialmente la dosis debida a radiación depende del volumen de tira que está siendo irradiado, mientras que la carga acumulada debida a la corriente de oscuridad

no depende del volumen de tira que esté siendo irradiada. La relación 3.42 es el resultado de despejar en la expresión 2.2 el valor de dosis en función de la lectura en el sistema de adquisición de datos una vez corregido el efecto de la corriente de oscuridad (ec. 3.41).

3.3.1.3. Efecto de la absorción dieléctrica

En la Fig. 3.20 se observa la tendencia no lineal en la curva de salida de cada uno de los canales del sistema de adquisición de datos, una vez que se acaba la irradiación .

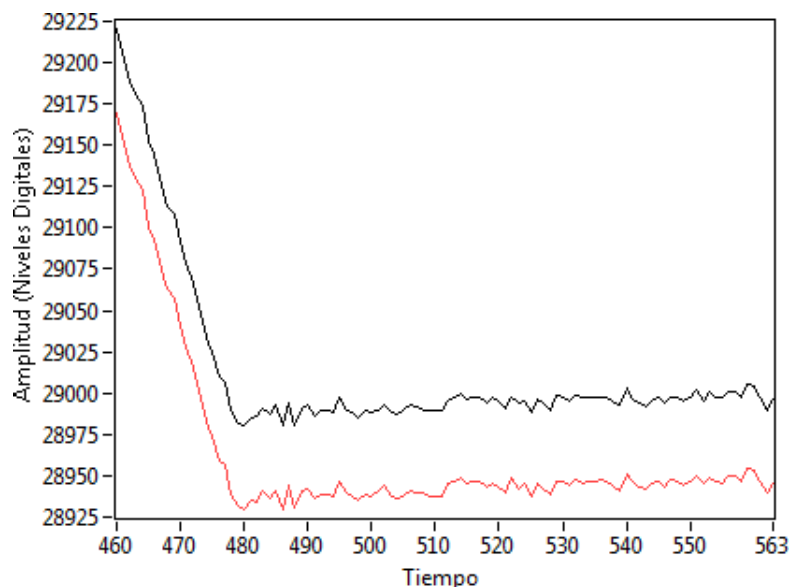


FIGURA 3.20: Presenta la curva al finalizar la zona de irradiación para dos tiras, cualesquiera del detector. Debido a la descarga del condensador a través de la resistencia del dieléctrico equivalente en todas las tiras nos encontramos este efecto.

Lo ideal para tener mayor campo de muestras y poder hacer un promedio del valor final al que se llega una vez terminada la irradiación, sería que la respuesta fuese una recta con pendiente cero. Esto no es así, dado que en el condensador se presenta el fenómeno de absorción dieléctrica: este puede aproximarse como la descarga de un condensador a través de una resistencia en paralelo cuyo comportamiento puede modelarse con el circuito de la Fig.3.21, siendo R la resistencia equivalente del dieléctrico del condensador. La ecuación que modela este comportamiento sería:

$$E_0 u_o(t) = R \frac{di}{dt} + \frac{i}{C} \quad (3.43)$$

Donde la resistencia R sirve para aproximar el funcionamiento del dieléctrico del condensador de capacidad C del circuito integrador. La solución de la ecuación 3.43 es la expresión 3.44:

$$V(t) = V_f \exp - \frac{t}{RC} \quad (3.44)$$

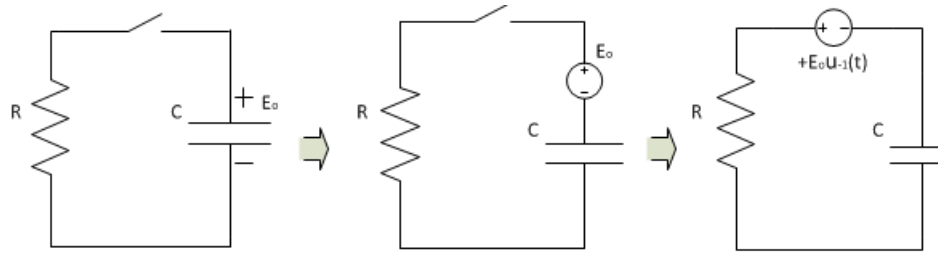


FIGURA 3.21: Descarga de un condensador a través de una resistencia: la tensión acumulada en el condensador ε_0 puede modelarse como una fuente de tensión, quedando el circuito equivalente a una malla RC.

La tensión V_f es la acumulada en el condensador en el instante que acaba la irradiación. El efecto de la absorción dieléctrica comienza fuera del intervalo de irradiación Δt , por ello no es necesario corregir su efecto en el valor final de la medida Δy .

3.3.2. Errores estadísticos: repetibilidad

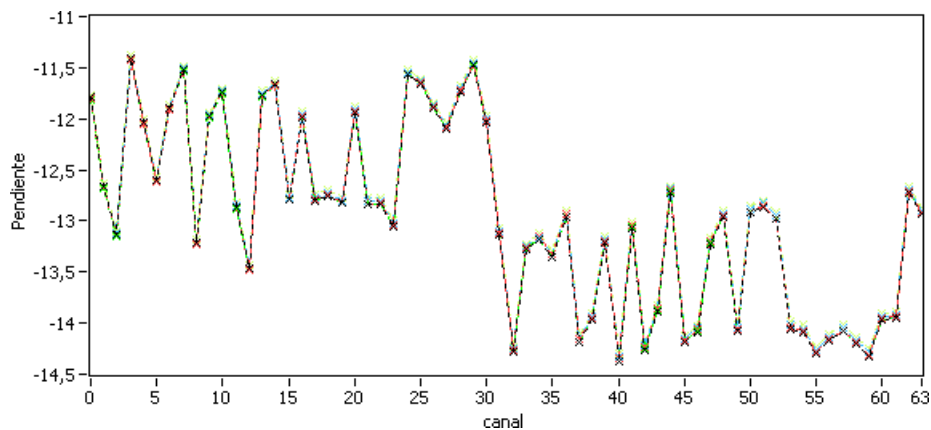


FIGURA 3.22: En el eje Y se muestra el valor de pendiente de cada uno de los canales, obtenida en condiciones de uniformidad para un periodo de muestreo de 500msg.

El término repetibilidad hace referencia a la concordancia obtenida entre los resultados del mismo experimento repetido en distintas ocasiones para un mismo sistema de medida.

Para cada tira esta relación también puede definirse como la desviación estándar en el valor de la pendiente de la función de transferencia del sistema (σ_{m_i}), por ello el error de repetibilidad del sistema se calcula en términos relativos, como la desviación estándar entre el valor de la pendiente para los distintos experimentos realizados en las mismas condiciones.

$$\varepsilon_{\text{repetibilidad}}(\%) = \frac{\sigma_{m_i}}{\text{media}_{m_i}} i \in [1, N],$$

N= número de experimentos particularizado en cada tira

Para realizar este cálculo utilizamos los datos obtenidos en condiciones de campo plano para un periodo de muestreo $T_s = 0.5\text{sg}$. (Fig.3.22). El resultado se muestra en Fig.3.23, el valor medio del $\varepsilon \sim 0,15\%$

$$\varepsilon_{\text{repetibilidad}}(\%) = 0,15$$

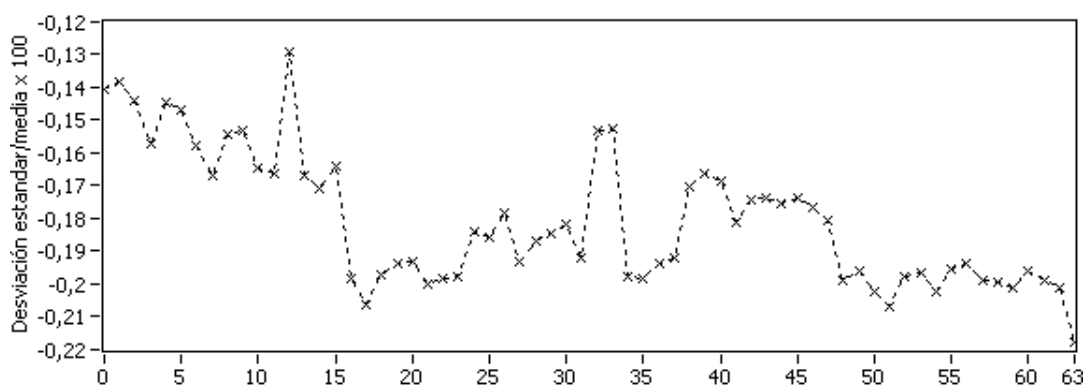


FIGURA 3.23: En el eje Y se muestra el valor porcentual del error por la desviación estándar entre medidas tomadas en las mismas condiciones para un periodo de muestreo de 500msg. Para cada tira del detector se obtiene un ε diferente

Repetimos el cálculo utilizando los datos obtenidos en condiciones de uniformidad para un periodo de muestreo $T_s = 0.1\text{sg}$. El resultado se muestra en Fig.3.24.

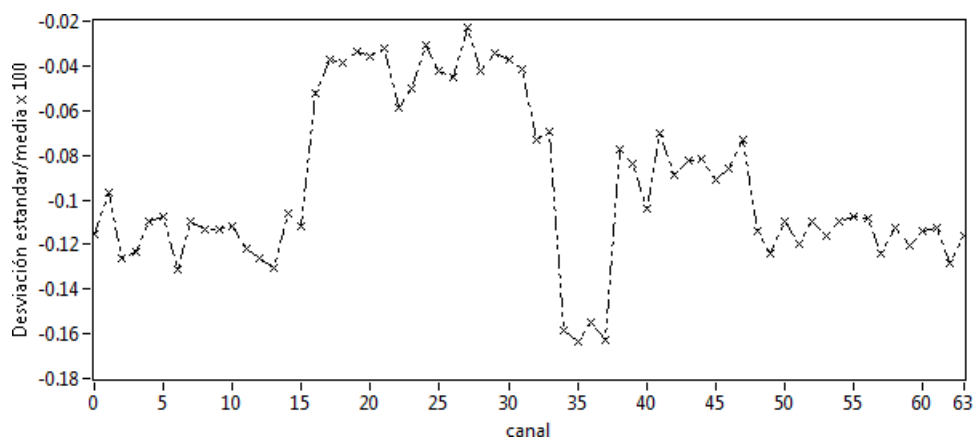


FIGURA 3.24: En el eje Y se muestra el valor porcentual del error por la desviación estándar entre medidas tomadas en las mismas condiciones para un periodo de muestreo de 100msg. Para cada tira del detector se obtiene un ε diferente

El valor de $\sigma_{\text{repetibilidad}}$ depende de la periodo de muestreo. En esta desviación entre medidas tomadas en las mismas condiciones se incluye la desviación por ruido, y el nivel de ruido en un sistema aumenta al disminuir la frecuencia de muestreo [18, 39, 70].

3.3.3. Cota de incertidumbre

El valor de la señal medida para cada tira lo obtenemos como un número de niveles digitales Δy , producto de la pendiente por un intervalo de tiempo como indica la expresión 3.45.

$$\Delta y = m\Delta t \quad (3.45)$$

Podemos estimar la incertidumbre de la medida con la expresión 3.46

$$\frac{\sigma_y^2}{y^2} = \frac{\sigma_m^2}{m^2} + \frac{\sigma_t^2}{t^2} \simeq \frac{\sigma_m^2}{m^2} \quad (3.46)$$

Donde σ_t es la incertidumbre en determinar el Δt y σ_m es la incertidumbre en determinar el valor de la pendiente.

La incertidumbre debida al intervalo de tiempo sigue la expresión:

$$\frac{\sigma(\Delta t)}{\Delta t} = \frac{0,58\delta t}{\Delta t} \quad (3.47)$$

Donde δt es el periodo de muestreo y Δt es proporcional al número de unidades monitor con que se irradia el detector.

Esta incertidumbre la podemos considerar despreciable en primera aproximación, salvo en casos particulares (epígrafe 4.2.3). El número de muestras obtenido a la salida del digitalizador está perfectamente determinado por la relación entre la frecuencia de muestreo y el tiempo de irradiación (ó número de unidades monitor); no hay incertidumbre en determinar la muestra inicial y final del intervalo de irradiación. El número de muestras en el intervalo de irradiación aumenta cuando hacemos más pequeño el periodo de muestreo.

Luego el cálculo de la incertidumbre para cada lectura se puede expresar como:

$$\frac{\sigma_y}{\Delta y} = \sqrt{\left(\frac{a\Delta t}{3b}\right)^2 + \left(\frac{0,58\delta t}{\Delta t}\right)^2} \quad (3.48)$$

La incertidumbre para determinar el valor de la pendiente tiene dos fuentes: el error de ganancia (sistemático, epígrafe 3.3.1), y la desviación estándar del valor de pendiente obtenido al repetir en unas condiciones determinadas (estadístico, epígrafe 3.3.2). Existe diversos métodos para el cálculo de la incertidumbre de una medida, que utilizan criterios diferentes [66–69]. El valor de la incertidumbre en nuestro sistema puede obtenerse con la expresión 3.49, puesto que ambos términos son independientes.

$$\sigma_y \sim \sqrt{\sigma_{\text{estadístico}}^2 + \sigma_{\text{sistemática}}^2} \sim \sqrt{\sigma_{\text{repetibilidad}}^2 + \sigma_{\text{ganancia}}^2} \sim 0,33\% \quad (3.49)$$

La lectura para cada uno de los canales del sistema se puede expresar según 3.50

$$\Delta y = (m\Delta t) \pm \sigma_y \quad (3.50)$$

Capítulo 4

Respuesta a la radiación y caracterización dosimétrica del detector

En este capítulo se caracteriza la respuesta del detector en condiciones similares a las que se utilizan para calibrar los dosímetros en un servicio de radioterapia, según los protocolos en vigor [71].

4.1. Materiales

Las medidas para la caracterización dosimétrica del detector se han realizado con el acelerador linac de uso clínico Siemens Primus del Hospital Universitario Virgen Macarena de Sevilla, operando en el modo fotones de 6MV. Los colimadores alojados en la cabeza del acelerador permiten obtener diferentes tamaños y formas de campo, en concreto, Primus posee un par de mordazas moviéndose a lo largo de la dirección longitudinal (in-plane) y un colimador multiláminas (MLC), moviéndose a lo largo de la dirección del plano transversal (cross-plane). El MLC está formado por 80 pares de hojas de wolframio; cada hoja se mueve y controla de forma individual, permitiendo la generación de campos irregulares. En nuestro caso, para la primera caracterización, se utilizan campos rectangulares y cuadrados.

El detector alojado en la caja diseñada para minimizar los huecos de aire se sitúa dentro del maniquí plano (sección 2.1.1). Éste se irradia con un haz perpendicular al área activa del detector con varios valores de unidades monitor y tamaños de campo. El conjunto formado por maniquí, detector y sistema de adquisición de datos se instala en la camilla del acelerador como muestra la Fig.4.1



FIGURA 4.1: Sistema de adquisición de datos y maniquí plano con el detector alojado en la camilla del acelerador, dispuesto para las medidas.

4.2. Medida y Resultados

En esta sección comenzamos presentando la calibración a dosis del “Double Single Sided Silicon Strip Detector” (DSSSSD), la cual lleva asociada la incertidumbre en la lectura del nivel digital así como la incertidumbre en el factor de calibración (epígrafe 3.3). A continuación se estudia la linealidad de la respuesta, umbral de dosis mínima y reproducibilidad en las medidas del detector con este sistema. La sección finaliza con un estudio comparativo de las curvas de dosis relativa obtenidas empleando el DSSSSD con las obtenidas mediante cámaras de ionización, habitualmente utilizadas en el servicio de radiofísica del Hospital Universitario Virgen Macarena de Sevilla para caracterizar las prestaciones del acelerador lineal: curva de dosis en profundidad, penumbra y “output factor”.

4.2.1. Calibración a dosis

La calibración de las cámaras de ionización o diodos de silicio que habitualmente se utilizan en los servicios de radioterapia se lleva a cabo introduciendo los detectores en una cuba de agua en condiciones de referencia: campo $(10 \times 10) \text{ cm}^2$, SSD = 100 cm y profundidad en agua $d = 1.5 \text{ cm}$. En la práctica 1 UM esta definida y calibrada de tal modo que corresponda a una dosis de 1 cGy en las condiciones citadas, pero tan sólo en el centro del campo, puesto que a esa profundidad su perfil no es totalmente plano ¹.

El “Double Single Sided Silicon Strip Detector” (DSSSSD) no es un dosímetro pequeño como los habitualmente utilizados en clínica[9, 10]; las tiras miden 64 mm de largo y tienen un ancho de 2 mm. Lo que se está midiendo es una dosis integrada en cada una de ellas. Además, cada tira se puede considerar un detector independiente con sus

¹Datos cedidos por el servicio de radioterapia del Hospital Universitario Virgen Macarena de Sevilla.

características propias, y por tanto, con valor de ganancia y calibración distinta. Por estas razones se escoge como referencia para calibrar una profundidad de agua en la que el perfil del campo (10×10) cm² sea plano, de forma que todas las tiras reciban la misma dosis, convirtiendo la lectura L_i de cada tira a X cGy cuando son irradiadas con X' UM.

Para conseguir este perfil de campo en el detector dentro del maniquí plano, éste se sitúa en el centro del eje del haz, a una distancia SSD = 90 cm, utilizando agua sólida hasta completar un espesor de 10 cm. En esta configuración y profundidad de agua sólida, el perfil del campo (10×10) cm² es plano. Estas medidas se realizan para las dos posibles configuraciones que ofrece el detector al tratarse de un DSSSSD, en adelante configuración a y configuración b (Fig.4.2). El espesor de agua sólida utilizado en cada configuración es distinto, puesto que el espesor de la caja de polietileno es diferente por cada cara. La dosis absoluta a SSD = 90 cm y 10 cm de profundidad en agua, es de 0.81 cGy/UM (²).

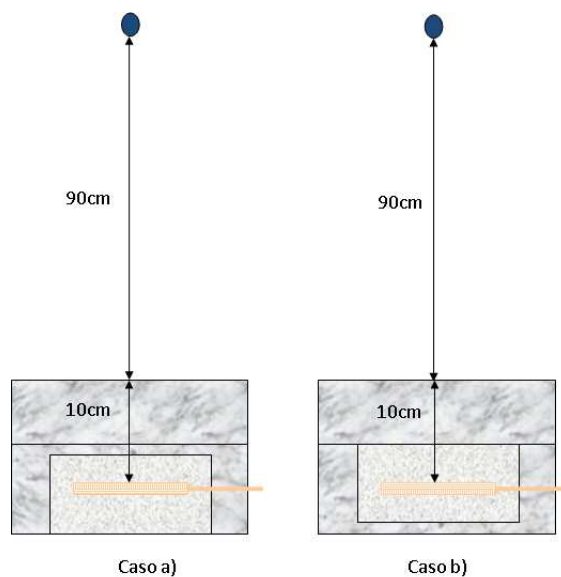


FIGURA 4.2: Existen dos posibles configuraciones que ofrece el detector, al tratarse de un DSSSSD. A la izquierda se muestra el diseño del maniquí en la posición a, en que el detector “top” se encuentra ubicado a una profundidad de polietileno $d = 1.5$ cm. En la figura de la derecha el detector se encuentra en la posición b. La posición b es resultado de darle la vuelta a la configuración de la posición a: el que antes era el detector “bottom” ahora se encuentra ubicado más cerca del haz incidente, a $d = 3.5$ cm. La gráfica muestra la configuración para medir en condiciones de uniformidad en ambas posiciones.

Irradiando con N UM, el valor en dosis para la lectura L_i en esas condiciones se obtiene aplicando el factor de conversión $D_i = 0.81$ cGy/UM quedando la relación 4.1:

$$\frac{L_i \text{ niveles}}{N \text{ UM}} \iff D_i = 0,81 \frac{\text{cGy}}{\text{UM}} \quad (4.1)$$

²Datos cedidos por el servicio de radioterapia del Hospital Universitario Virgen Macarena de Sevilla.



FIGURA 4.3: Maniquí plano con agua solida encima.

Donde L_i es el valor de la lectura para cada tira definido por

$$L_i = m_i \left(\frac{\text{niveles}}{s} \right) \cdot \Delta t(s) \quad (4.2)$$

con m_i definido en el epígrafe 3.2.2 y Δt definido por la expresión 4.3, siendo la relación 3.33 UM/s, una característica específica del acelerador Siemens Primus.

$$\Delta t(s) = N(UM) \cdot \frac{1}{3,33} \frac{s}{UM} \quad (4.3)$$

Para otra configuración el valor en dosis D'_i de la lectura L'_i podrá obtenerse a partir de este valor de referencia L_i como

$$D'_i = \frac{0,81 \cdot N}{L_i} \cdot L'_i \quad (4.4)$$

Queda definido de este modo el factor de calibración F_i con la relación 4.5

$$F_i = \frac{0,81 \cdot N}{L_i} = \frac{3,33 \cdot 0,81 (cGy/s)}{m_i} \quad (4.5)$$

La incertidumbre para el factor de calibración F_i proviene de la incertidumbre en el valor de pendiente m_i para la lectura L_i en condiciones de uniformidad, cuyo estudio se presentó en el capítulo 3.

$$\frac{\sigma_{F_i}}{F_i} = \frac{\sigma(1/m_i)}{1/m_i} = 0,3\% \quad (4.6)$$

En función de la configuración en que se realice la toma de datos para cada tira i , la lectura es diferente. Las Fig. 4.4 y Fig. 4.5 representan el valor de la ganancia para las

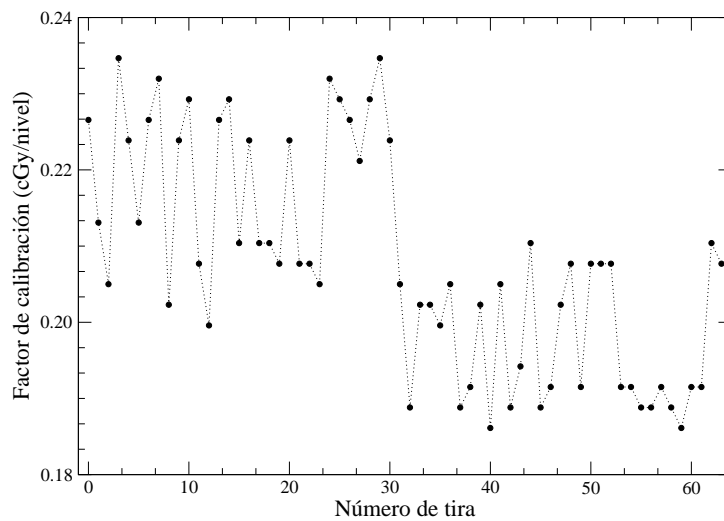


FIGURA 4.4: Factor de calibración calculado para la lectura de las 64 tiras del detector bajo un campo $10 \times 10 \text{ cm}^2$ a $\text{SSD} = 90 \text{ cm}$ y $d = 10 \text{ cm}$ de espesor de material en la posición a. La barra de error es del tamaño de los puntos.

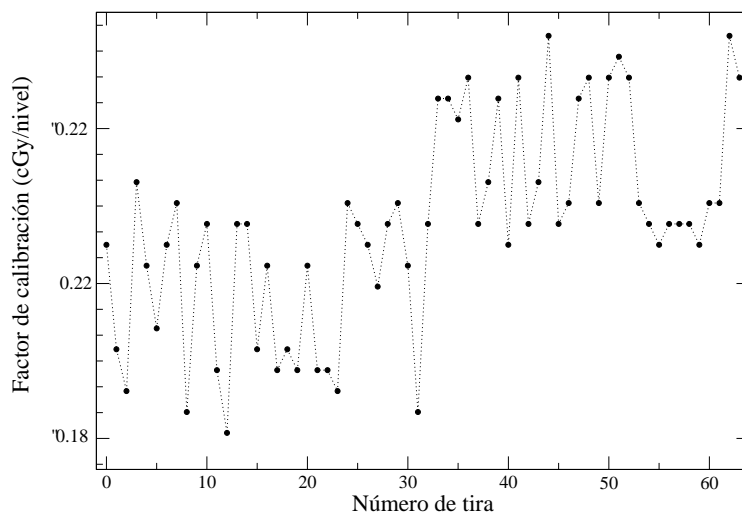


FIGURA 4.5: Factor de calibración calculado para la lectura de las 64 tiras del detector bajo un campo $10 \times 10 \text{ cm}^2$ a $\text{SSD} = 90 \text{ cm}$ y $d = 10 \text{ cm}$ de espesor de material en la posición b. La barra de error es del tamaño de los puntos.

dos configuraciones en que se realizan las medidas. La mitad de las tiras tienen F_i más baja que la otra mitad debido a la sombra de un detector sobre otro.

La dosis absorbida en cada tira del DSSSSD puede calcularse a partir de la expresión:

$$D_i = F_i \cdot L_i \quad (4.7)$$

(a partir de ahora suprimimos el superíndice para D_i y L_i). La cota de incertidumbre es:

$$\frac{\sigma_{D_i}}{D_i} = \sqrt{\left(\frac{\sigma_{F_i}}{F_i}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{L_i}}{L_i}\right)^2} = 0,4\% \quad (4.8)$$

Donde el valor σ_{F_i} lo define la expresión 4.6 y σ_{L_i} fue definido en el epígrafe 3.3.3 (denotado como $\sigma_{\Delta y}$).

4.2.2. Linealidad de respuesta a dosis

El valor de la dosis D_k depositada en una tira irradiando el detector con un número de UM ó Δt para una misma configuración queda definido según la relación:

$$D_i = F_i \cdot L_i = F_i \cdot m_i \cdot \Delta t \rightarrow \frac{D_i}{\Delta t} = F_i \cdot m_i \quad (4.9)$$

donde F_i es el factor de calibración y L_i el valor de la lectura para una tira i , según se han presentado ambos en el epígrafe 4.2.1.

Si la respuesta del detector en dosis fuera lineal, el valor de pendiente m_i obtenido en una misma configuración, debería ser constante, independientemente del número de UM con que se irradia. Sin embargo en una misma configuración la respuesta va a ser diferente según el intervalo de irradiación ó el número de UM, como indica la siguiente expresión (ver epígrafe 3.2.2):

$$m_i = b + a\Delta t \quad (4.10)$$

La configuración para estudiar la linealidad en la respuesta del DSSSSD es la misma que para la calibración a dosis con campo plano presentada en el epígrafe 4.2.1.

El detector se irradia con diferentes valores de UM en un rango de 2 a 100, calculando para cada caso la pendiente y la desviación estándar (ver epígrafe 3.3.1.1). Si la respuesta fuese perfectamente lineal, la Fig.4.6 debería presentar una recta de pendiente cero; sin embargo se observa un comportamiento claramente distinto de éste hasta unas 5 UM. Esto es debido a que a pocas UM la tasa de dosis que suministra el acelerador puede no ser lineal, ya que al sistema le cuesta un tiempo establecer la realimentación para

alcanzar la tasa programada. Por encima de unas 5 UM se observa cómo los valores de pendiente m_k se estabilizan, quedando aproximadamente en una recta de pendiente cero.

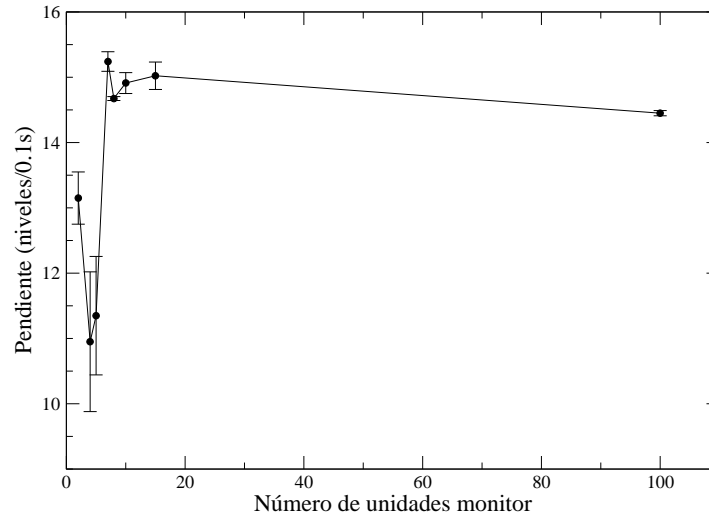


FIGURA 4.6: En el eje y se muestra el valor de pendiente en niveles por décima de segundo obtenido en la configuración de campo plano: (10×10) cm², SSD = 100 cm , d = 10 cm. En el eje X el número de UM.

4.2.3. Umbral de dosis

Estudiamos la dosis mínima que puede medir el sistema con el detector en las condiciones de calibración anteriores, irradiándolo desde 2 UM en la posición b.

En la tabla 4.1 se observa cómo para el caso particular de la irradiación con bajo número de UM tenemos altos valores de incertidumbre en el intervalo de tiempo (calculada utilizando la expresión 3.46). Hasta 10 UM no obtenemos una cota de incertidumbre cuyo valor en dosis se encuentre dentro del margen del 2% recomendado por la ICRU [72]. Esto se podría corregir, ya que el valor σ_t depende de la frecuencia de muestreo del ADC: se podría bajar el número de unidades monitor a partir del cual se obtiene un valor de dosis con una cota de incertidumbre menor al 2% aumentando la frecuencia de muestreo del sistema.

Por otra parte, la dosis máxima que se puede medir en el detector es la correspondiente a 500 UM; esto es así por el diseño del circuito integrador, según se explica en el epígrafe 2.2.1.1. Dicho valor de diseño a su vez limita el cambio mínimo en la variable de entrada que se puede medir a la salida o resolución, cuyo valor es 0.017 cGy (epígrafe 2.2.1.2 y epígrafe 3.2.3)

UM	$\sigma_m/m(\%)$	$\sigma_t/t(\%)$	$\sigma_D/D(\%)$
2	3.8	9	9
7	1.0	2.7	2.7
8	0.2	2.4	2.4
10	1.1	1.9	1.9
15	1.4	1.3	1.3
100	0.3	0.1	0.4

TABLA 4.1: Incertidumbres en función del número de UM

El valor de incertidumbre es mayor que la resolución, luego se puede concluir que la dosis mínima medible está limitada por la frecuencia de muestreo del ADC, no por el número de bits.

4.2.4. Reproducibilidad

En esta sección presentamos la reproducibilidad como el estudio de la desviación entre resultados cuando ha pasado un tiempo largo entre medidas realizadas en las mismas condiciones. Concretamente se calcula la desviación estándar (σ_m) y el valor medio (\bar{m}) de las pendientes obtenidas para el conjunto de medidas realizadas en las mismas condiciones con tres meses de diferencia. La desviación relativa es:

$$\varepsilon_{\text{repro}} = \frac{\sigma_m}{\bar{m}} \quad (4.11)$$

Para realizar este cálculo utilizamos los datos obtenidos en condiciones de uniformidad tanto en posición a como en posición b. El valor obtenido para ambas configuraciones es el mismo, y muy similar para todas las tiras, resultando:

$$\varepsilon_{\text{repro}} = 0,12(\%) \quad (4.12)$$

4.2.5. Curvas de dosis en profundidad: PDD (Percentage Depth Dose)

El PDD (Percentage Depth Dose) se define a una determinada distancia fuente superficie (SSD) y para un campo de tamaño fijo como:

$$PDD(d) = \frac{Dosis(d)}{Dosis(d_{ref})} \cdot 100 \quad (4.13)$$

Las medidas de PDD indican la variación de la dosis absorbida en función del espesor de material situado sobre el detector; es una de las principales funciones utilizadas para determinar la adecuación de un aparato como dosímetro. En general, para obtener las

medidas experimentales de esta dosis se utiliza un detector de cámara de ionización o un detector de diodo semiconductor [73]. El PDD (Percentage Depth Dose) se obtiene a partir de la dosis depositada a lo largo del eje central (eje de propagación del haz) en una cuba de agua de $50 \times 50 \times 40 \text{ cm}^3$, cuya superficie se encuentra a 100 cm de la fuente bajo el cabezal, el cual se dispone en posición vertical hacia abajo (ángulo del gantry igual a 0), a distintas profundidades.

Para obtener las medidas experimentales a distinta profundidad con el DSSSSD, se sitúa éste perpendicular al haz en la posición a (Fig. 4.2) y con diferentes espesores de agua sólida, hasta obtener los valores en profundidad, $d = 1.5 \text{ cm}$, 3.5 cm , 5.0 cm , 10 cm y 15 cm , manteniendo la superficie superior (SSD) a 100 cm de la fuente.

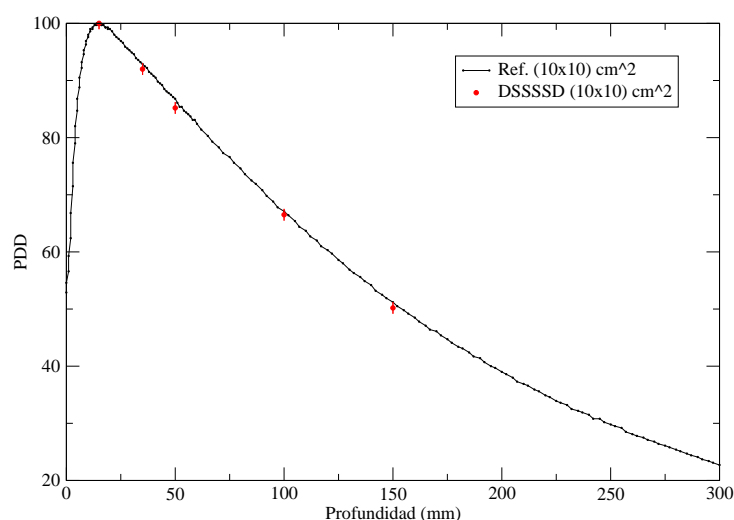


FIGURA 4.7: Puntos: PDD para el DSSSSD; las barras de error son del tamaño de los puntos. Línea continua: PDD medido con cámara de ionización (datos proporcionados por el Hospital Universitario Virgen Macarena de Sevilla para un campo $10 \times 10 \text{ cm}^2$.)

En la Fig. 4.7, los datos tomados con las tiras centrales (16 y 17 de cada detector) del DSSSSD promediados y normalizados respecto al máximo se comparan con la curva de PDD tomada con una cámara de ionización tipo Farmer del Hospital Universitario Virgen Macarena, para un campo $(10 \times 10) \text{ cm}^2$, cuyos valores también están normalizados respecto al máximo del perfil, situado a $d = 1.5 \text{ cm}$ de profundidad para esta energía. Se puede apreciar una caída ligeramente más acusada para la curva obtenida con el DSSSSD (puntos de la Fig.4.7) justificado por el cambio en la energía del espectro de fotones con la profundidad [73].

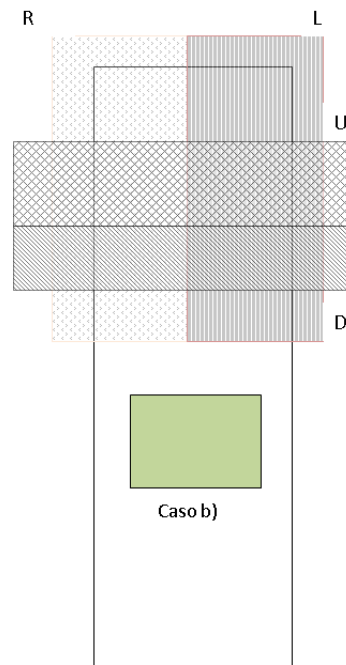


FIGURA 4.8: Las medidas para penumbra se toman con el maniquí en la posición a. Para designar los hemicampos con que se irradia al detector, se utiliza como referencia la perspectiva de un paciente tumbado sobre la camilla: izquierda L (left), derecha R (right), arriba U (up) y abajo D (down).

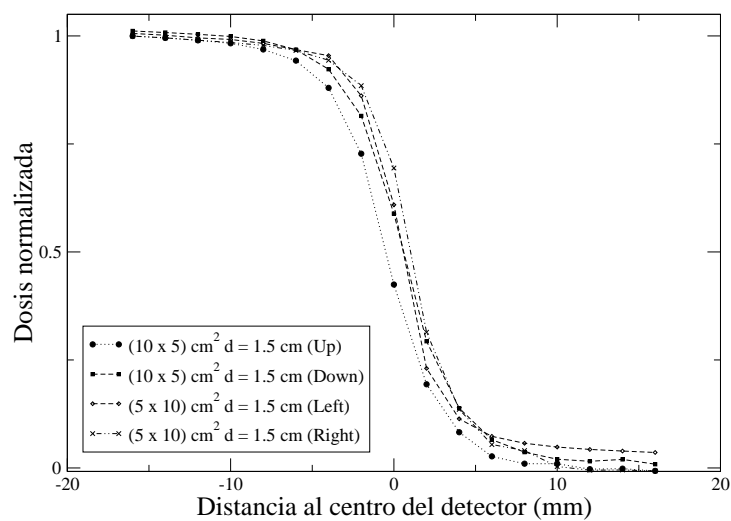


FIGURA 4.9: Curvas de penumbra para cada uno de los ejes. Barra de error del tamaño de los puntos.

4.2.6. Penumbra

En general, se define la penumbra del campo como la distancia entre los puntos del perfil del haz que representan el 20 % y el 80 % de la dosis en el eje central (eje de propagación del haz)[73].

La Fig.4.8 muestra las diferentes configuraciones experimentales en que se han realizado medidas para obtener la respuesta en condiciones de penumbra del DSSSSD, en las que un campo asimétrico de tamaño (5×10) cm² irradia la parte derecha (R) o izquierda (L) del maniquí, y un campo asimétrico de (10×5) cm² irradia la parte superior (U) e inferior (D) del maniquí. También se han hecho medidas para los campos (5×10) cm² y (10×5) cm² centrados en el detector. En todos los casos el campo se encuentra situado a SSD = 100 cm en la posición a de la Fig.4.2, es decir con el detector a 1.5 cm de profundidad. Para calcular la penumbra normalizamos el resultado de cada hemicampo respecto del valor de dosis obtenido en las tiras centrales para el campo asimétrico (5×10) cm² ó (10×5) cm², pero centrado. Los campos L y R definen la penumbra en el eje X (crossplane), mientras los campos U y D definen la penumbra en el eje Y (inplane).

En la Fig.4.9 se muestran los perfiles normalizados obtenidos en dichas condiciones: los perfiles D y U con cuadrados y círculos rellenos, los perfiles L y R con triángulos y un aspa, respectivamente. En dicha gráfica podemos determinar la zona de penumbra: 4 ± 1 mm en el eje X, 5 ± 1 mm en el eje Y. El tamaño de campo en el eje X está determinado por el MLC, mientras que el del eje Y lo fijan las mordazas; éstas están situadas en un plano superior a las MLC, lo que justifica el valor mayor de la penumbra en ese eje. El límite en la medida de penumbra con nuestro sistema viene determinado por el ancho de la tira del detector (2 mm), pero el valor que medimos coincide con el indicado en las especificaciones del acelerador lineal [74], con lo cual podemos concluir que el DSSSSD es adecuado para realizar este tipo de medidas.

4.2.7. Output Factor

La dosis depositada en un maniquí por un haz de fotones, en el eje de éste, a una determinada profundidad “d”, y a cierta distancia fuente superficie (SSD), depende del tamaño de campo. El Output Factor (OF) se define como la relación entre la dosis para cualquier tamaño de campo $(A \times A)$ cm², $D_{A \times A}$, y la dosis para un campo de referencia, D_{ref} a la misma distancia fuente superficie y profundidad “d” en un maniquí plano. Generalmente el campo de referencia es un campo cuadrado de (10×10) cm² [73].

$$OF = \frac{D_{A \times A}}{D_{ref}} \quad (4.14)$$

El OF es otra de las funciones típicas del acelerador, que se comprueba periódicamente para asegurar que el acelerador opera correctamente para tratar pacientes.

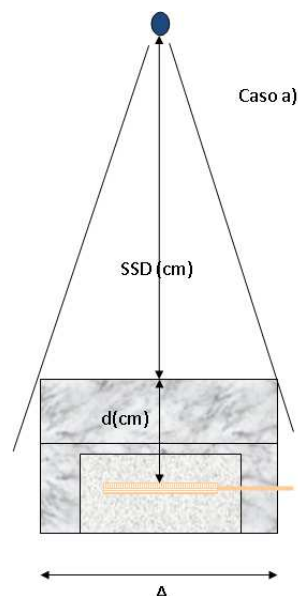


FIGURA 4.10: Para realizar la medida del output factor se coloca el detector dentro del maniquí plano a una $SSD = 90$ cm, $d = 10$ cm (configuración b mostrada en la figura) y $d = 1.5$ cm (configuración a), irradiando con diferentes tamaños de campo cuadrado $A \times A$ cm²

Los datos para obtener el OF se obtienen irradiando el detector dentro del maniquí plano en la configuración b, situado a una $SSD = 90$ cm, utilizando agua sólida hasta completar un espesor $d = 10$ cm (Fig.4.10). En esta configuración y profundidad de agua sólida, se radia con campos (1×1) cm², (2×2) cm², (5×5) cm², (8×8) cm², (10×10) cm², (15×15) cm². En la configuración a se realiza otra serie de medidas análoga, pero con $d = 1.5$ cm, sin agua sólida.

La dosis que medimos es la dosis depositada por los electrones acelerados por los fotones que impactan en el maniquí. La cantidad y el espectro de estos electrones depende del tamaño de campo. En el epígrafe 4.2.1 hacíamos una validación de nuestro sistema utilizando un campo de referencia (10×10) cm²; en este epígrafe se pone a prueba el sistema utilizándolo para medir el OF con objeto de asegurar que la calibración se mantiene con diferentes espectros de electrones asociados a diferentes formas y tamaños de campo.

En la Fig. 4.11 se muestra el resultado del OF obtenido en nuestro sistema comparado con el medido con cámara de ionización en el hospital. Para el caso de campos menores que la longitud de la tira del detector (6.4 cm) es necesario introducir un factor de corrección de $6.4/A$, puesto que el campo no irradia todo el área activa. Entre los datos medidos con el DSSSSD y los datos del hospital tomados como referencia, se comprueba la concordancia para los datos tomados en las mismas condiciones: la medida del DSSSSD a $d = 10$ cm entra dentro de la barra de error del 2% tomada para los datos del hospital, siguiendo el informe ICRU [72]. En esta figura también podemos ver cómo el OF aumenta con el tamaño de campo. Este efecto se debe a un aumento del número de electrones secundarios

en el haz generado por el aumento en el tamaño de la superficie de colimador vista por el detector [73].

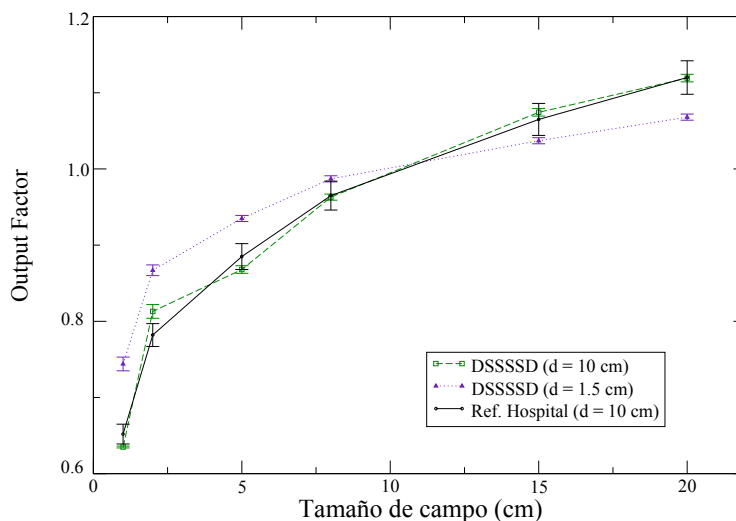


FIGURA 4.11: Output Factor obtenido a $SSD = 90$ cm, $d = 10$ cm, para los campos (1×1) cm², (2×2) cm², (5×5) cm², (8×8) cm², (15×15) cm² en las mismas condiciones. La curva con círculos negros es la referencia del hospital, los triángulos y cuadrados son los datos con el DSSSSD ($d = 1.5$ cm y $d = 10$ cm respectivamente.)

4.3. Calibración en condiciones de tratamiento

La calibración en el DSSSSD dentro del maniquí cilíndrico es el siguiente paso en la caracterización completa del detector como dosímetro. En el maniquí plano el detector se encuentra en condiciones cercanas a las de Bragg-Gray [14], mientras que en el maniquí cilíndrico, con el detector en el plano axial, esta condición no se cumple. Es necesario, por tanto, una nueva calibración en el plano axial, que puede depender en principio del ángulo entre la tira y el haz. En el caso del SSSSD del prototipo anterior, esto no sucedía. Para hacer esta calibración se utilizarán los datos del planificador del hospital como referencia. A partir de estos datos, se podrá reconstruir el mapa de dosis de un tratamiento en el plano axial, trabajo futuro no incluido en esta tesis.

Capítulo 5

VeRa: interfaz para la Verificación de Tratamientos de Radioterapia

El objeto del presente capítulo es describir la interfaz de usuario desarrollada para el sistema de verificación de tratamientos de radioterapia, cuya arquitectura ha sido definida tanto para el control y automatización del experimento, como para obtener la caracterización dosimétrica del detector y la verificación de un tratamiento real de radioterapia dentro del mismo entorno.

5.1. Descripción de las funciones en la interfaz

Las funciones de la interfaz [51, 75–77] del sistema de verificación de tratamientos complejos de radioterapia, se dividen en tres grandes bloques funcionales:

1. Adquisición y monitorización de datos, control y automatización del experimento.

Este bloque funcional relativo a la adquisición permite abrir y seleccionar la velocidad del puerto CAN (500 kbps para nuestro sistema), iniciando las comunicaciones entre la interfaz y el sistema de adquisición de datos y control.[36, 54? , 55]

También permite configurar el sistema de adquisición de datos (periodo de muestreo, número de muestras, trigger interno o externo), controlar el reset de los condensadores del circuito integrador (capítulo 2), el reset de las variables índice y tiempo y monitorizar los datos en bruto, según salen del sistema de adquisición, permitiendo tanto almacenar los datos como iniciar y finalizar el experimento.

En relación con la función de control, la interfaz permite recoger los parámetros necesarios para la rotación del motor tanto de forma manual como automatizada.

2. Caracterización y estudio de la respuesta dosimétrica del detector.

Este bloque da acceso a los algoritmos necesarios para obtener la caracterización del detector tanto en condiciones estándar incluido en el maniquí plano, como en el plano axial con el maniquí cilíndrico.

Caracterizar el detector en condiciones estándar, siguiendo las recomendaciones de la IAEA[78], implica hacer un estudio de la linealidad de su respuesta, así como de la reproducibilidad de ésta bajo las mismas condiciones, obtener la calibración en dosis, la PDD, penumbra y output factor. Las condiciones de los diferentes experimentos se obtienen combinando los parámetros según se presentó en el capítulo 4.

La caracterización del detector en el plano axial con el maniquí cilíndrico implica el estudio de la respuesta angular del detector [16] así como el cálculo de calibración en dosis en función de la posición angular relativa de cada una de las tiras del detector con el ángulo de la posición de la cabeza del acelerador [27].

3. Verificación del tratamiento.

Este bloque permite la toma, almacenamiento y monitorización de datos de un tratamiento de radioterapia, así como su posterior procesado: calibración a dosis (en función del ángulo), reconstrucción del mapa de dosis (basado en la transformada de Radon), y obtención del índice gamma.

5.1.1. Lenguaje elegido para la programación del interfaz

Para la programación de la interfaz ó HMI (Human Machine Interface) se decide utilizar la plataforma gráfica que proporciona LabVIEW, desarrollada por National Instrument[79, 80]. LabVIEW es un entorno gráfico de programación, donde los diagramas de bloque o instrumentos VI (Virtual Instruments) se utilizan para desarrollar interfaces gráficas de usuario que monitorizan y controlan los instrumentos empleados en los experimentos. Permite al usuario tener un acceso simple a los controles que necesita, descargándolo de la complejidad inherente al sistema.

Dado que es una herramienta principalmente orientada al control de instrumentación, LabVIEW ofrece bibliotecas adicionales que pueden ayudar a disminuir considerablemente el tiempo de desarrollo, entre todas estas, resultan interesantes para nuestra aplicación las que permiten la integración de código C, mediante llamadas a DLL.

5.2. Arquitectura de la interfaz

A lo largo de la exposición, suponemos unos conocimientos básicos de LabVIEW en el lector. El código de cada .vi desarrollado en LabVIEW para resolver las áreas funcionales descritas en el epígrafe 5.1, se asocia en un proyecto cuya extensión es .lvproj. Los

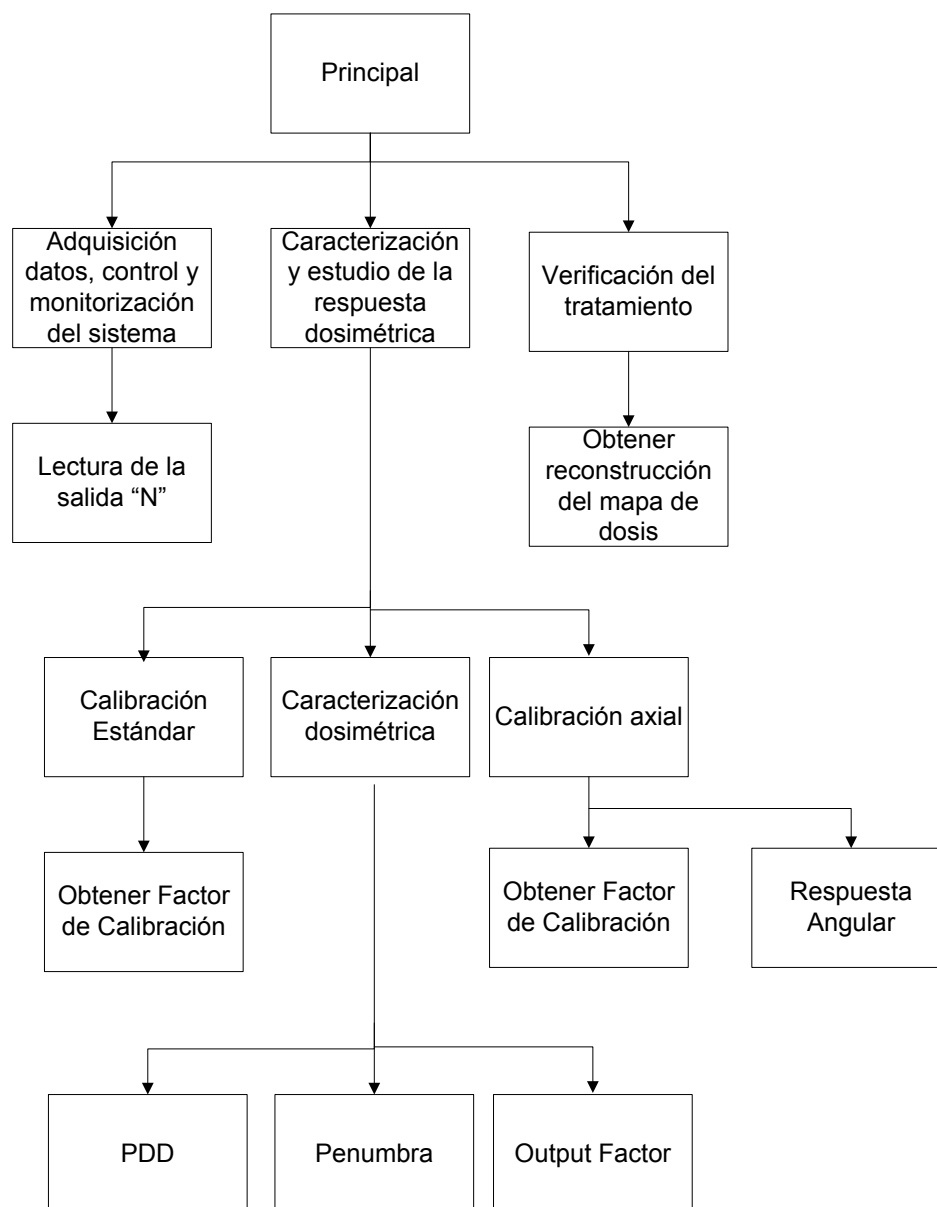


FIGURA 5.1: Arquitectura software desarrollada para la interfaz. Desde un menú principal se tiene acceso a las tres funciones principales. A su vez, cada una de las funciones principales hace llamada a las subrutinas necesarias.

archivos .vi tienen un panel frontal, donde se tiene acceso a los indicadores y controles, y un diagrama de bloques, donde pueden verse las estructuras de programación que proporciona LabVIEW utilizadas y ensambladas entre sí.

En el caso de los controles que llamaremos primarios el algoritmo consiste en construir el comando necesario para enviarlo por el canal de comunicaciones al microprocesador, informando al usuario de que la acción ha sido ejecutada, o al menos que el comando ha sido enviado, monitorizando el estado en el panel frontal.

En el caso de los controles que llamaremos secundarios se define una llamada a un

algoritmo de cálculo, que permite implementar la automatización correspondiente tanto a un análisis como a la adquisición de un experimento.

El diagrama de bloques, haciendo analogía con cualquier otro lenguaje de programación orientado a texto, sería el código del programa.

La Fig.5.1 muestra un esquema del diseño de la arquitectura desarrollada para cubrir las áreas funcionales. Existe una función que hemos denominado Principal, cuyo panel frontal se muestra en la Fig.5.2; desde este .vi podemos invocar los .vi llamados *Adquisición de datos, control y monitorización del sistema* (botón “Data Acquisition, Monitoring and Control area”), *Caracterización y estudio de la respuesta dosimétrica* (botón “Characterization of the Detector”)y *Verificación del Tratamiento*(botón “Treatment Verification”). Cuando desde el panel frontal del Principal se llama a alguno de los otros .vi, mediante el correspondiente botón, a su vez se abre el panel frontal de cada uno de ellos, permitiendo el acceso a su algoritmia.

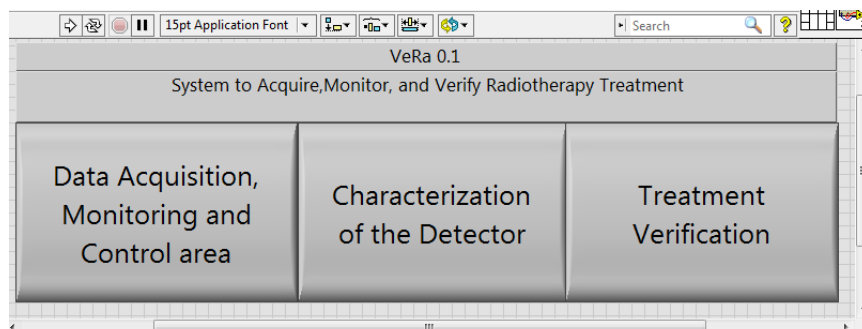


FIGURA 5.2: Panel frontal del .vi Principal. Existen tres botones, cada uno de ellos permite invocar los tres .vi principales desarrollados para cubrir los requisitos funcionales descritos para la interfaz.

El .vi *Adquisición de datos, control y monitorización del sistema* contiene las llamadas a los algoritmos que permiten desde la interfaz la adquisición, monitorización de datos y automatización del experimento. La Fig. 5.5 muestra el panel frontal de este .vi, desde el cual se accede a los controles y parámetros necesarios para poder ejecutar dichos algoritmos.

El .vi *Caracterización y estudio de la respuesta dosimétrica* contiene las llamadas a los algoritmos de análisis, permitiendo el cálculo tanto de la calibración estándar (botón “Standard calibration”) como de la calibración en el plano axial del detector (botón “Axial calibration”), así como su caracterización como dosímetro (botón “Dosimetric Characterization”). La Fig. 5.3 muestra el panel frontal de este .vi, desde el cual se da acceso a los tres bloques funcionales que acaban de ser descritos, invocándolos mediante controles que como en el caso anterior desplegarán el panel frontal de los distintos subVI[79].

El .vi *Verificación del Tratamiento* cuyo panel frontal se muestra en la Fig. 5.4 permite la toma y almacenamiento de datos para un tratamiento de forma automatizada, utilizando

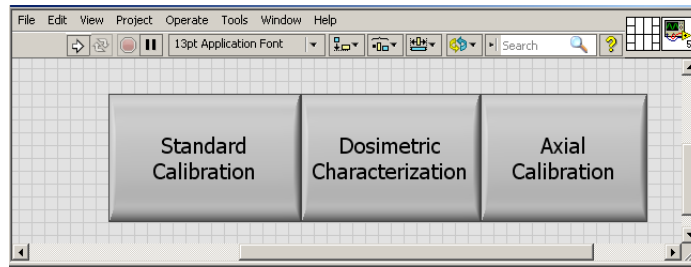


FIGURA 5.3: Panel frontal del .vi para la caracterización y estudio de la respuesta dosimétrica del detector. Permite invocar al .vi desarrollado para cubrir el requisito funcional correspondiente: calibración en condiciones estándar, caracterización dosimétrica y caracterización axial.

los algoritmos implementados en el .vi *Adquisición de datos, control y monitorización del sistema*. Este .vi está diseñado para su uso por el radiofísico, por ello los parámetros están fijados al valor óptimo, permitiendo un uso más sencillo del sistema.

El radiofísico en el hospital puede crear la carpeta para la verificación del tratamiento de un paciente, para después ir seleccionando la posición del gantry con la cual tiene que llevar a cabo la irradiación del sistema. Seleccionando el botón “Start Treatment Verification Acquisition”, puede hacer la toma de datos automatizada para cada posición angular del maniquí cilíndrico necesaria. Una vez completada la adquisición se puede visualizar la reconstrucción del mapa de dosis (botón “Dose Map”), así como obtener el resultado del índice gamma (botón “Gamma”).

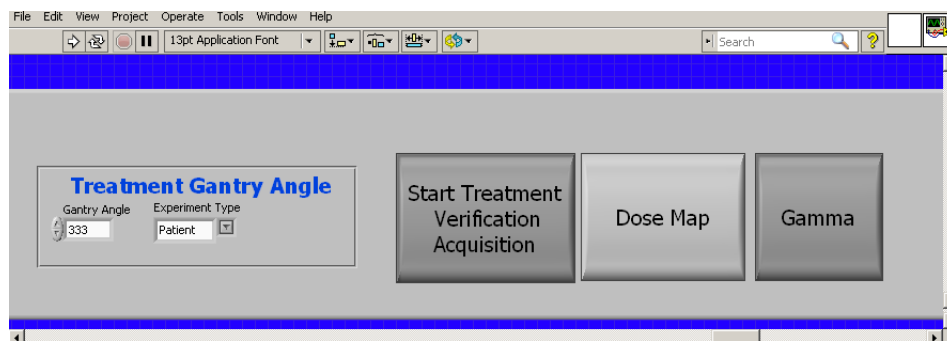


FIGURA 5.4: Panel frontal del .vi diseñado para verificar tratamientos de radioterapia. Seleccionando el botón "Start Treatment Verification Acquisition", puede hacer la toma de datos automatizada para cada posición angular del maniquí cilíndrico necesaria, y después visualizar la reconstrucción del mapa de dosis (botón "Dose Map"), así como obtener el resultado del índice gamma (botón "Gamma")

5.3. Implementación de la arquitectura software

Las funciones descritas para la interfaz han sido implementadas en LabVIEW mediante los algoritmos que se expondrán en las siguientes secciones. El usuario tendrá acceso a

ellos a través de indicadores o controles donde podrá configurar los distintos parámetros.

5.3.1. Algoritmos de gestión: adquisición de datos, control y monitorización del sistema

Para iniciar el experimento y poder realizar la adquisición y control del hardware, en primer lugar se deben habilitar las comunicaciones entre la electrónica y la interfaz de usuario. Debe indicarse el puerto del ordenador por el cual se realizarán las comunicaciones, así como la apertura de canal, mediante el envío del comando adecuado (botón "OPEN"). El usuario puede seleccionar el comando y configurar los distintos parámetros del hardware mediante los controles e indicadores distribuidos en el panel frontal del .vi que muestra la Fig.5.5.

Una vez establecidas las comunicaciones a través del bus CAN, se puede considerar comenzado el experimento, y ejecutar el algoritmo de la Fig.5.6: configurar los módulos hardware, mediante el envío de los comandos definidos según el protocolo de gestión[35], en mensajes con el formato definido por el bus de comunicaciones, iniciar la toma, recepción y almacenamiento de los datos correspondientes, para realizar su posterior análisis.

La configuración de los módulos del sistema hardware sigue dos esquemas diferentes, en función del maniquí que esté siendo utilizado:

La Fig.5.7 muestra el algoritmo de configuración del sistema si se está utilizando el maniquí plano. Comienza por enviar el comando de trigger al sistema, para después comenzar las capturas mediante el comando start. El comando reset controla la acumulación de carga en los condensadores del sistema, se debe quitar antes de comenzar la irradiación con el acelerador, para poder ver la evolución de la función de transferencia en el panel de monitorización de los datos en bruto (Fig.5.5)

La Fig.5.8 muestra el algoritmo de configuración del sistema cuando el experimento es con el maniquí cilíndrico, se comienza por enviar la instrucción correspondiente al motor (definida en el protocolo de gestión dentro del capítulo 2), se configura la posición angular definida como referencia ó posición cero del maniquí cilíndrico.

El mensaje CAN [49] que es enviado o recibido por la interfaz está formado por el identificador de trama (ID), la longitud de datos (número de bytes que ocupan los datos) y a continuación los ocho bytes de datos (B0,...,B7). Las tramas que se envían desde la interfaz tienen el formato que se muestra en el cuadro 5.1. La relación entre el tipo de variable codificada y las unidades que se envían se muestran también en dicho cuadro 5.2

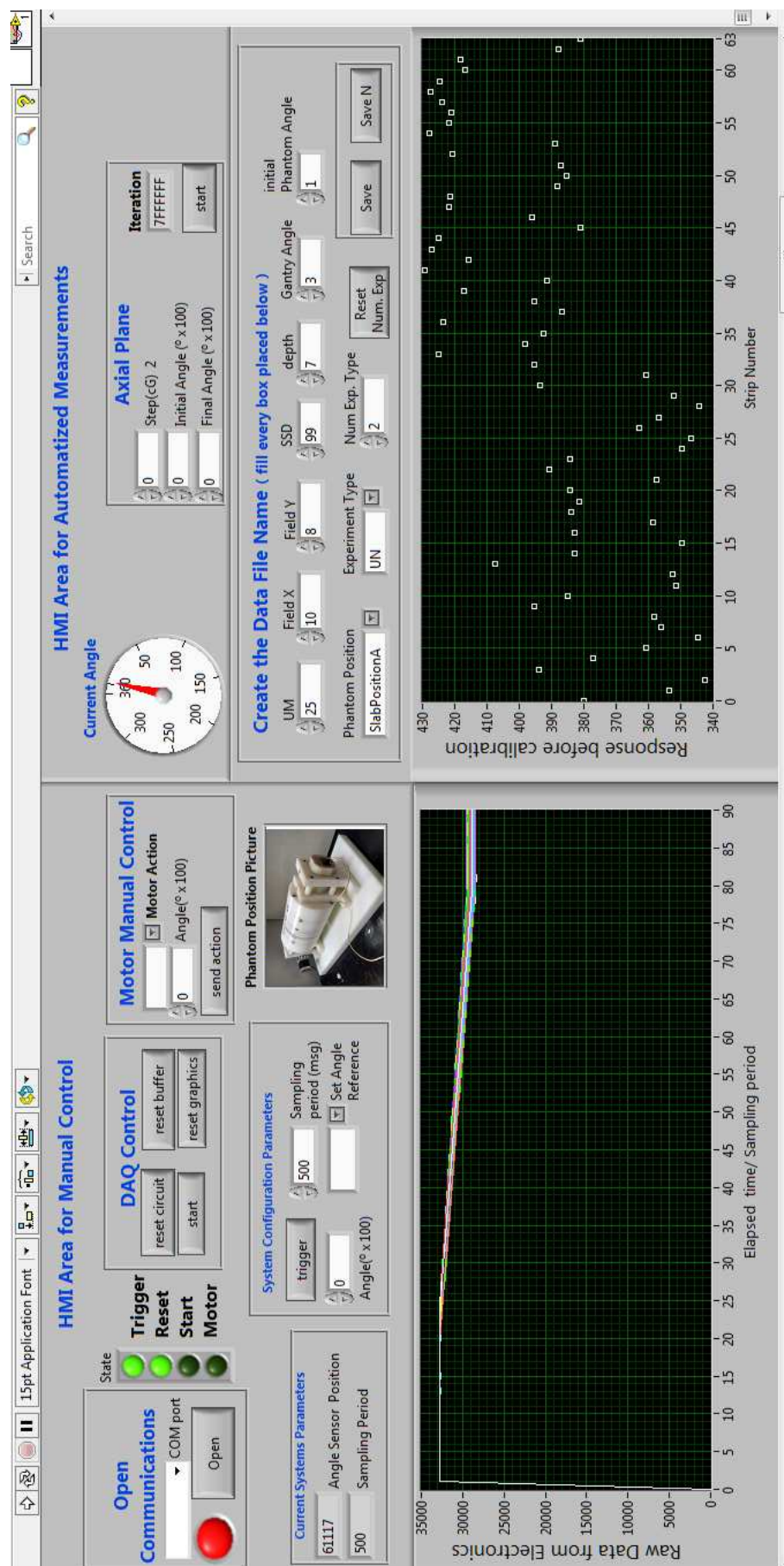


FIGURA 5.5: Panel frontal del .vi para la adquisición de datos, control y monitorización del sistema. Las funciones que permite la ejecución de los distintos botones corresponden con la construcción de comandos, según se expone a lo largo de la sección 5.3.1

ID	Long. Datos	B0	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7
0xF0	1	Reset		Periodo(H)	Periodo(L)	Capturas(H)	Capturas(L)		
0xF1	5	Trigger Acción		Angulo(H)	Angulo(L)				
0xF2	3								
0xF3	1	Start							

TABLA 5.1: Formato de tramas CAN que se envían desde la interfaz. En ellas están codificadas los comandos que permiten configurar el sistema de adquisición de datos.

Variable	Tipo	Unidad
Angulo	Unsigned Int 16 bits	0.01 grados
Periodo	Unsigned Int 16 bits	0.001 sg.
Índice	Unsigned Int 16 bits	índice del dato
Tiempo	Unsigned Int 32 bits	0.001 sg.

TABLA 5.2: Conversión de formato entre las variables enviadas por la interfaz

ID	Long. Datos	B0	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7
0xF0	7	Estado	Angulo(H)	Angulo(L)	Periodo(H)	Periodo(L)	Capturas(H)	Capturas(L)	
0xa0	8	Índice(1H)	Índice(2H)	Índice(3L)	Índice(4L)	Tiempo(1H)	Tiempo(2)	Tiempo(3)	Tiempo(4L)
0xa1	8	CAD0	CAD0	CAD1	CAD1	CAD2	CAD2	CAD3	CAD3
0xa2	8	CAD4	CAD4	CAD5	CAD5	CAD6	CAD6	CAD7	CAD7
0xa3	8	CAD8	CAD8	CAD9	CAD9	CAD10	CAD10	CAD11	CAD11
0xa4	8	CAD12	CAD12	CAD13	CAD13	CAD14	CAD14	CAD15	CAD15

TABLA 5.3: La información de cada uno de los canales del convertidor analógico digital llega codificada en uint 16: H- L. Dado que tenemos 4 tarjetas de adquisición, el valor "a" del ID puede ser 1,2,3,4, según se corresponda a los canales 0 a 15, 16 a 31, 32 a 47 ó 48 a 63, de cada una de las tarjetas.

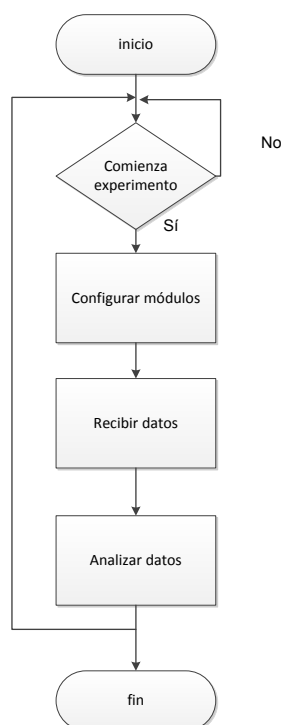


FIGURA 5.6: Diagrama de flujo de la máquina de estados correspondiente al inicio de un experimento desde la interfaz. Se considera que el experimento comienza una vez abierto el canal de comunicaciones. A partir de ese momento puede realizarse la configuración del hardware, la recepción y almacenamiento de datos, para su posterior análisis.

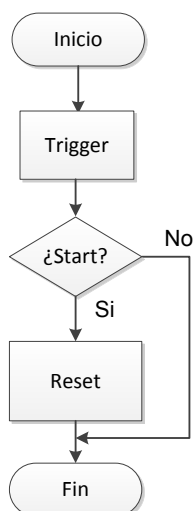


FIGURA 5.7: Algoritmo de configuración del sistema si se está utilizando el maniquí plano. Desde la interfaz se selecciona enviar el comando trigger, para comenzar las capturas una vez enviado el comando start. El comando reset se debe enviar para quitar el cortocircuito a los condensadores (por defecto se encuentra activo), y así ver la evolución de la función de transferencia o cómo se acumula la carga en los condensadores.

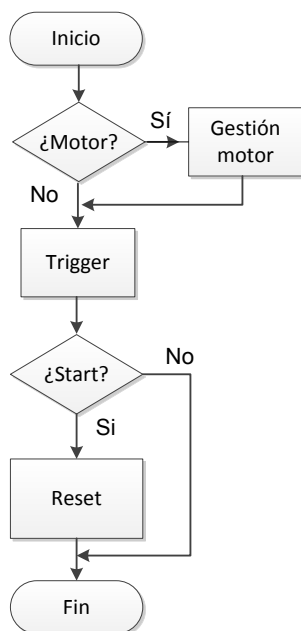


FIGURA 5.8: Algoritmo configuración del sistema con maniquí cilíndrico. Se comienza enviando la instrucción correspondiente al motor (ejecutando el algoritmo de la Fig.5.10), para después seguir con un proceso de adquisición equivalente al del maniquí plano.

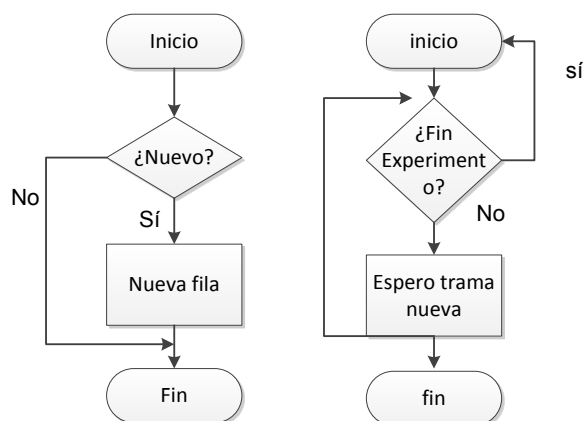


FIGURA 5.9: A la derecha se muestra el diagrama de flujo de la máquina de estados correspondiente al chequeo del fin de un experimento por parte de la interfaz. Mientras siga activo, es decir, mientras el comando start se encuentre activo y las comunicaciones estén abiertas, todas las tramas que lleguen del sistema de adquisición serán leídas. A la izquierda se presenta el algoritmo de comprobación de índice de trama, si no se corresponde con uno existente, se crea una nueva fila en el array de almacenamiento interno en la interfaz de usuario.

La construcción de los comandos que se muestran en dicho cuadro es posible gracias a los siguientes algoritmos codificados en LabVIEW:

La Fig.5.10 muestra cómo se construyen los comandos de trigger, reset de los condensadores del circuito, start y control del motor. El comando trigger se construye cuando desde la interfaz (Fig.5.5) se selecciona el botón “trigger”, se forma una trama CAN con los campos definidos en el cuadro 5.3, envía al hardware el periodo de muestreo (milisegundos), así como el número de capturas a realizar. Por defecto, el número de capturas se pone a cero, indicando que este número es infinito.

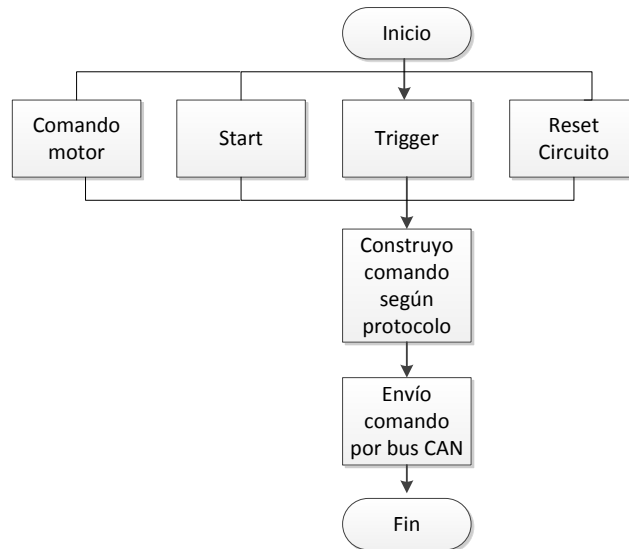


FIGURA 5.10: Algoritmo implementado para construir los comandos trigger, start, reset del circuito y control del motor, dentro de la interfaz. Según el botón elegido las tramas CAN se construirán con la información que indica el cuadro 5.3

El comando de reset a los condensadores (botón “reset circuit”, Fig.5.5), envía al mosfet del circuito de la etapa de adaptación la orden de cerrar el circuito o dejarlo abierto. Si el comando incluye el código 1 el reset se activa, si el comando incluye el código 0 el reset se desactiva (cuadro 5.3).

El comando de start (botón “start”), envía al convertidor analógico digital (ADC) la orden de comenzar a adquirir muestras, las cuales son enviadas desde el microprocesador a la interfaz LabVIEW con el formato de mensaje CAN. Si el comando enviado al ADC incluye el código 1 el start se activa, si el comando incluye el código 0 el start desactiva las medidas, luego la ejecución de la función start es una de las condiciones para activar o desactivar un experimento. Mientras la función start mantenga activado el experimento, y lleguen tramas nuevas, estas deben ser leídas por la interfaz de usuario, como muestra el algoritmo de la Fig.5.9. El formato de las tramas que llegan a la interfaz a través del bus CAN con origen en el hardware se muestra en el cuadro 5.3.

El campo estado de la trama CAN que recepciona la interfaz, contiene la información de la configuración del hardware (posición del sensor de ángulo si aplica y periodo de

muestreo), así como el estado (activo, no activo) de los distintos comandos (trigger, reset, start, motor), mientras el índice y el tiempo indican el número de muestra en la adquisición y el tiempo (ms) que ha pasado desde que se inició el experimento, en el momento que dicha trama ha sido enviada. El estado de los comandos se visualiza en la interfaz mediante diodos (Fig.5.5).

Cuando una trama CAN se recibe, además de monitorizar el estado, se comprueba si el índice de la trama se corresponde con alguno existente. En caso contrario, se crea una nueva fila en el array de almacenamiento interno según ilustra el algoritmo de Fig.5.9.

La Fig.5.10 muestra también el algoritmo para la construcción del comando de la función motor, que se selecciona desde la interfaz. Este comando se utiliza con el maniquí cilíndrico, envía al driver del motor la instrucción seleccionada con los parámetros que se introducen en el área de configuración de la interfaz (Fig.5.5): moverse a un ángulo determinado ó fijar el ángulo tomado como el cero del sistema de referencia, según ha sido definido en el protocolo de gestión que se presentó en el capítulo 2.

El almacenamiento de datos del array interno se realiza a un fichero, cuando se llama al botón “Save” (guarda los datos en bruto) ó “Save N” (guarda la lectura en niveles digitales N para cada strip) desde la interfaz (Fig.5.5) cuyo nombre sigue la siguiente estructura: numero de medida, tipo, UM, SSD(cm), d(mm), tamaño de campo(cm), dentro de una estructura de directorios, según muestra la Fig.5.12. La estructura del nombre se genera a partir de los parámetros introducidos en la interfaz, en la Fig.5.5 vemos el área “Create File Name” donde se genera el nombre del fichero, el cual contiene todos los posibles parámetros de un experimento. Estos parámetros, junto con la jerarquía en el almacenamiento permitirán la automatización en el análisis de los datos.

Durante el experimento se hace necesario controlar una serie de parámetros de la instrumentación, además de almacenar los datos experimentales. La automatización, entendida como una función que pasa a realizar el sistema la cual era previamente realizada por el usuario, ayuda a tener un mejor resultado, reduciendo el número de operaciones al usuario, permitiendo así una supervisión del experimento y reduciendo el tiempo de operación [43, 44, 81–83].

La automatización en el proceso de toma de datos podrá ser utilizada en los distintos experimentos con el maniquí cilíndrico (tanto para la caracterización del detector como para la verificación de un tratamiento). El algoritmo descrito en la Fig.5.11 ha sido implementado utilizando una secuencia, cuya ejecución genera el proceso. Durante este, la posición angular del maniquí cilíndrico se mide de forma continua mediante el sensor de ángulo del subsistema de control (ver capítulo 2). Para comenzar con el experimento, tenemos el área “HMI Area for Automated Measurements”(Fig.5.5), donde se introducen los parámetros necesarios: el ángulo inicial de la adquisición, el ángulo final y el paso angular durante el recorrido entre las distintas medidas. La secuencia del algoritmo lee el ángulo inicial, enviando el comando al motor, para posicionar el maniquí en dicho

ángulo. Este será tomado como el ángulo de referencia. Una vez posicionado comenzará la adquisición de datos cuyo resultado será guardado pasando al siguiente ángulo, ejecutando la misma secuencia, siguiendo la ec.5.1 con N siguiendo la ec.5.2, hasta que $\theta_i = \theta_f$. Este proceso se realiza con la cabeza del acelerador fija, mientras se rota el maniquí cilíndrico, según se ha descrito.

$$\theta = \theta_i + \Delta N \quad (5.1)$$

$$N = \frac{\theta_f - \theta_i}{\Delta} \quad (5.2)$$

El almacenamiento de datos para medidas en el plano axial se realiza creando un directorio con el nombre de la posición del gantry, dentro de este directorio, se crea un subdirectorio con el nombre de la posición angular, los ficheros se guardan con el nombre de la posición angular del maniquí y el número de unidades monitor, dentro del directorio correspondiente. Al igual que para las medidas en condiciones estándar, la estructura del nombre y la jerarquía de almacenamiento será utilizada para la automatización en el análisis.

5.3.2. Algoritmos de análisis

La caracterización del detector es posible mediante el análisis de los datos obtenidos tras irradiar el sistema en diferentes condiciones, según el parámetro bajo estudio (capítulo 4). En las siguientes subsecciones se presentan los algoritmos de análisis utilizados para la caracterización dosimétrica estándar por un lado, y para la calibración en el plano axial por otro. Estos algoritmos permiten calcular y presentar de forma simplificada los resultados a través del .vi “Caracterización y estudio de la respuesta dosimétrica”, cuyo acceso desde la jerarquía del sistema ha sido previamente descrito en la sección 5.2. El análisis de los parámetros de interés se ha automatizado [81] utilizando la jerarquía de directorios y la estructura del nombre del fichero generado durante la adquisición mediante los algoritmos presentados en la subsección 5.3.1.

5.3.2.1. Caracterización dosimétrica en condiciones estándar

Las condiciones necesarias para llevar a cabo los experimentos que permiten la caracterización dosimétrica en condiciones estándar han sido descritas en el capítulo 4.

Tras la toma de datos con el experimento correspondiente, se puede obtener el resultado del factor de calibración, la PDD, el output factor y la penumbra.

El cálculo del factor de calibración en condiciones estándar se realiza mediante el algoritmo de la Fig.5.13. Se realiza una media estadística del valor de pendiente para cada una de las tiras del detector en la zona lineal de irradiación para una serie de experimentos,

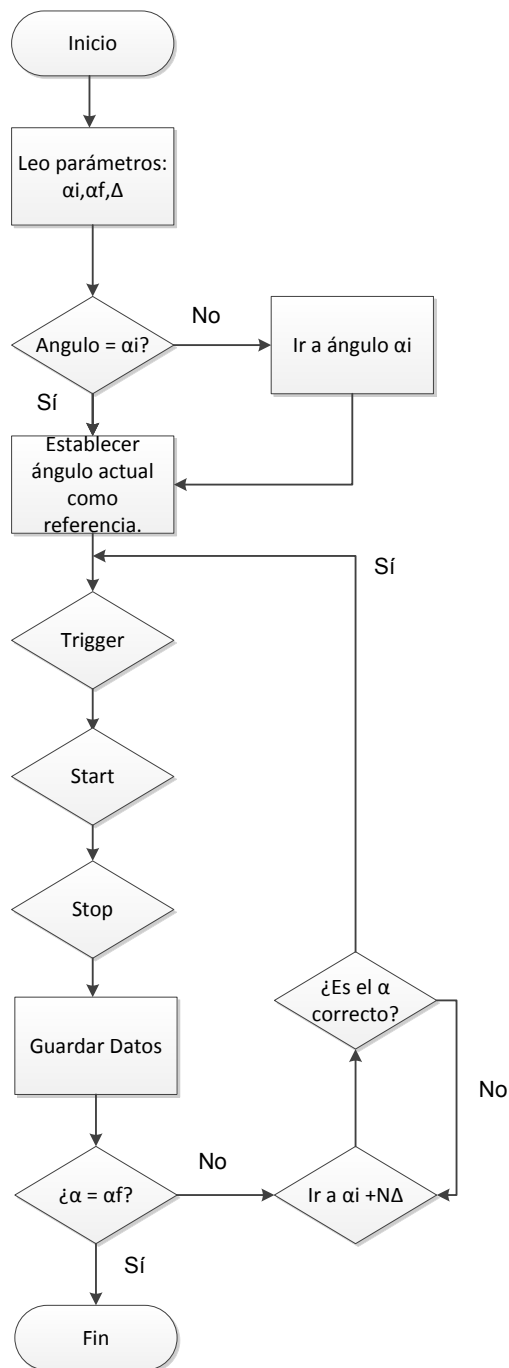


FIGURA 5.11: Algoritmo para automatización de medidas en el plano axial: la secuencia lee el ángulo inicial θ_i , envía el comando correspondiente al motor, comienza el experimento, almacena los datos obtenidos. Así sucesivamente hasta llegar a θ_f .

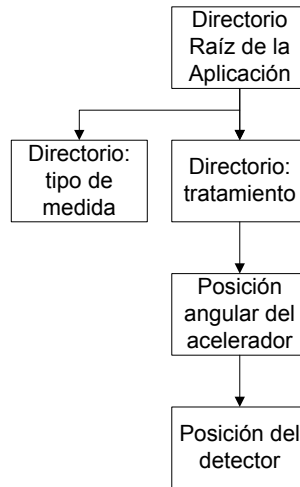


FIGURA 5.12: Estructura de directorios en que se organiza la información: en el directorio donde está guardada la aplicación se generan subdirectorios donde se almacenan los datos. Por cada tipo de medida habrá un directorio nuevo, para la toma de datos del maniquí plano. Cuando esta se realiza en el plano axial, para cada experimento (tratamiento), se genera un subdirectorio por cada posición del acelerador, y a su vez, se genera un subdirectorio por posición angular del maniquí.

bajo condición de campo plano uniforme. En función del modo en que opere el acelerador (6, 15, 18 MeV) la profundidad para conseguir un campo plano es diferente, y la relación cGy/UM, cambia según dichas condiciones. El factor de calibración es guardado a fichero, en el directorio donde la aplicación se ejecuta; será utilizado para obtener la calibración a dosis estándar previa para la obtención de los siguientes parámetros.

La Fig.5.15 muestra la ventana de la interfaz que permite obtener este parámetro, con los resultados obtenidos tras la irradiación en el Hospital Virgen Macarena de Sevilla, en condiciones de campo uniforme. Se llega a ella tras seleccionar el botón “Standard Calibration” en el .vi “Caracterización y estudio de la respuesta dosimétrica”.

La calibración de los datos del sistema se realiza, como indica la figura 5.13, mediante el algoritmo que toma la lectura $\Delta y = m \Delta t$, para un experimento dado, y lo multiplica por el factor de calibración previamente calculado, siguiendo la metodología presentada en el capítulo 4. La Fig.5.16 muestra la ventana de la interfaz que permite visualizar el resultado de un dato calibrado.

El cálculo de los parámetros de caracterización dosimétrica se presenta a continuación, se llega a ellos tras seleccionar el botón “Dosimetric Characterization” en el .vi “Caracterización y estudio de la respuesta dosimétrica”. Al seleccionar dicho botón se abre un nuevo .vi, cuyo panel frontal permite elegir el parámetro a visualizar (“PDD”, “OF” y “Penumbra”).

La PDD se obtiene siguiendo el algoritmo presentado a la izquierda de la figura 5.14. Es necesario tener la lectura obtenida por el detector a diferentes profundidades de agua

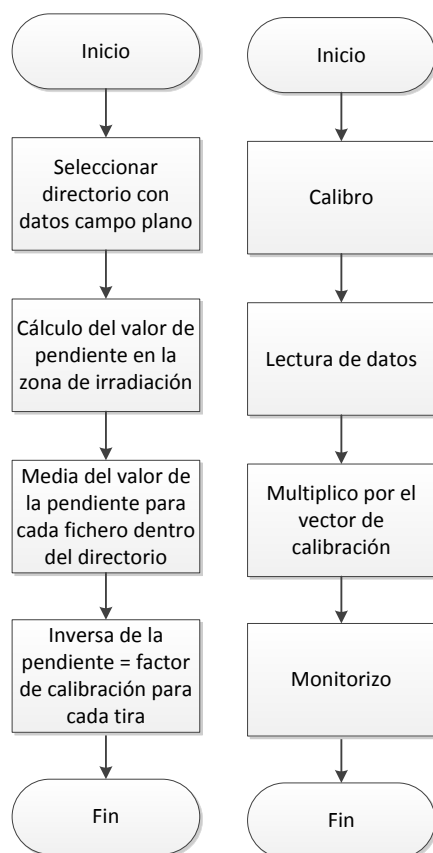


FIGURA 5.13: A la izquierda algoritmo de cálculo del factor de calibración, se hace la media estadística del valor de pendiente obtenida para la zona de irradiación de varios experimentos realizados con condición de campo plano uniforme. A la derecha algoritmo de calibración estándar: sobre la lectura de datos brutos se aplica el factor de calibración previamente obtenido.

sólida para poder reconstruir la curva. Los datos tomados a diferentes profundidades, se multiplican por el factor de calibración y se normalizan respecto a aquellos tomados a la profundidad del máximo de dosis, presentándose en una gráfica. Sólo interesan los datos de las tiras centrales, así que para cada profundidad dada, se tomarán los datos de las tiras 16 y 17 de ambos detectores. Se pueden utilizar como referencia los datos tomados con cámara de ionización en cuba de agua o diodo de Si por el Hospital Virgen Macarena de Sevilla; se muestran en una gráfica (Fig.5.17) las curvas tomadas con ambos métodos, para observar la diferencia.

El cálculo de la penumbra se realiza siguiendo el algoritmo presentado en el centro de la figura 5.14. Es necesario tener la lectura obtenida irradiando el detector con hemicampos según se indica en el epígrafe 4.2.6, para poder reconstruir la curva. Estos datos tomados con diferentes formas de campo, previamente calibrados, se normalizan respecto a un campo centrado que no irradia todo el detector. Se presentan en una gráfica en la Fig.5.18, dentro del panel de cálculo en la interfaz.

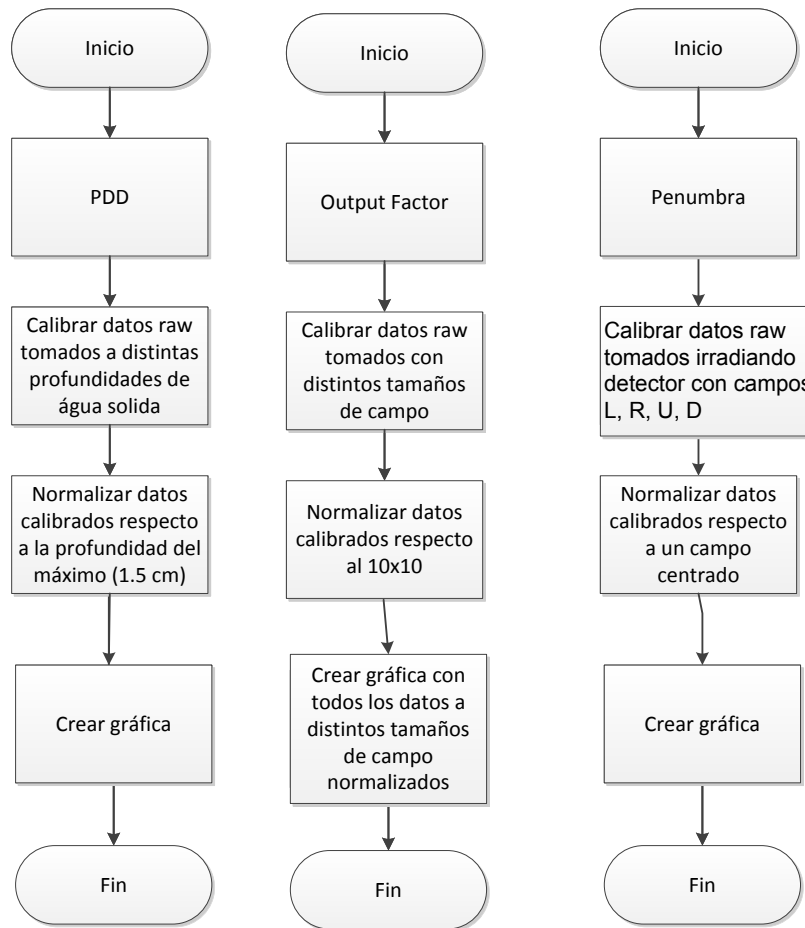


FIGURA 5.14: A la izquierda algoritmo de cálculo del PDD: los datos tomados a distintas profundidades de agua sólida son normalizados respecto a los datos tomados para la profundidad donde se obtiene el máximo (en nuestro experimento para 1.5 cm). En el centro algoritmo para el cálculo del output factor: los datos tomados para distinto tamaño de campo son normalizados respecto a los datos tomados para el campo 10 x 10. A la derecha algoritmo para el cálculo de la penumbra: los datos tomados irradiando el detector con hemicampos se normalizan para datos calibrados respecto a un campo centrado.

El output factor se calcula siguiendo el algoritmo presentado a la derecha de la figura 5.14. Es necesario tener la lectura del detector obtenida para diferentes tamaños de campo para poder reconstruir la curva. Los datos tomados a diferentes tamaño de campo, se multiplican por el factor de calibración y se normalizan respecto a aquellos tomados para un campo 10x10, y se presentan en una gráfica. Se utilizan como referencia los datos obtenidos con el planificador de tratamientos del Hospital Virgen Macarena de Sevilla. Se presentan en una gráfica las curvas tomadas con ambos métodos, para observar la diferencia. La Fig.5.19 muestra el panel de cálculo del output factor con el resultado obtenido para el experimento anteriormente descrito.

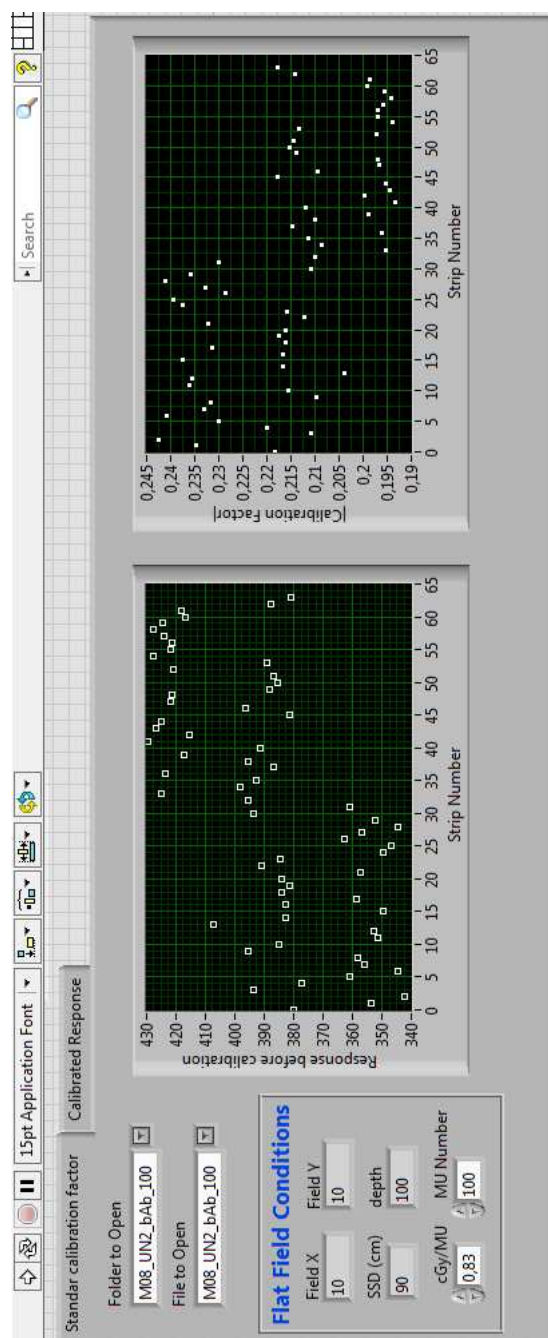


FIGURA 5.15: Ventana de la interfaz que permite calcular el factor de calibración. Seleccionamos el directorio con los datos de campo plano, el fichero para comenzar el cálculo del parámetro. El usuario puede introducir la relación cGy/UM para condiciones de campo plano, en función de la energía del acelerador con que se realice el experimento. En la gráfica arriba a la izquierda podemos leer los datos sin calibrar, para cada tira, obtenidos con este fichero. El factor de calibración obtenido se monitoriza en la gráfica de la derecha.

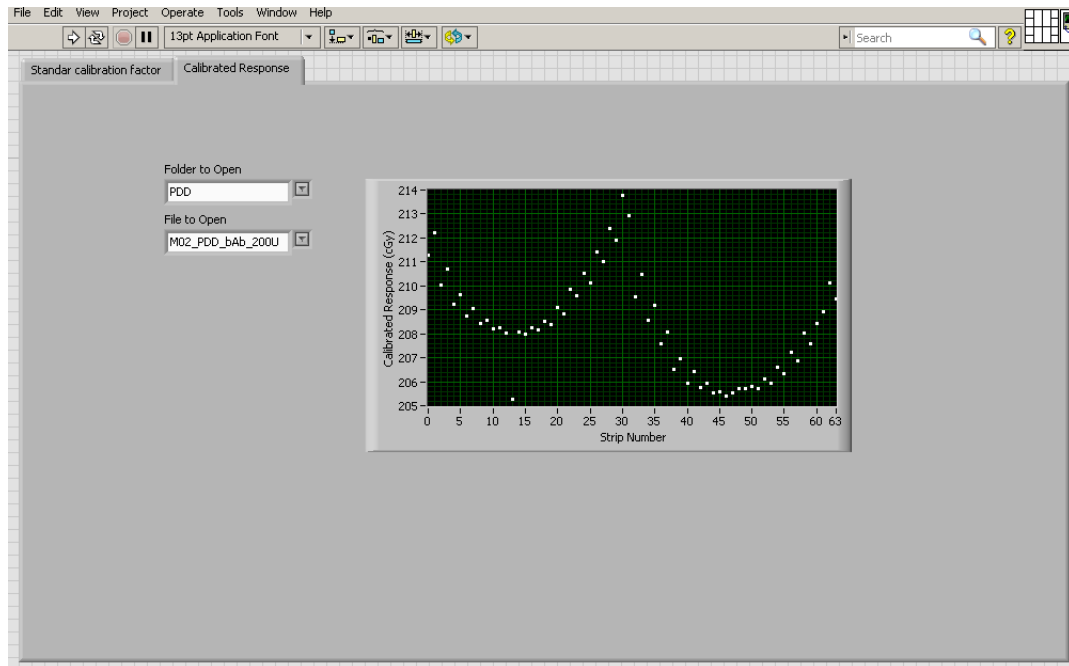


FIGURA 5.16: Ventana de la interfaz que permite visualizar el perfil de dosis.

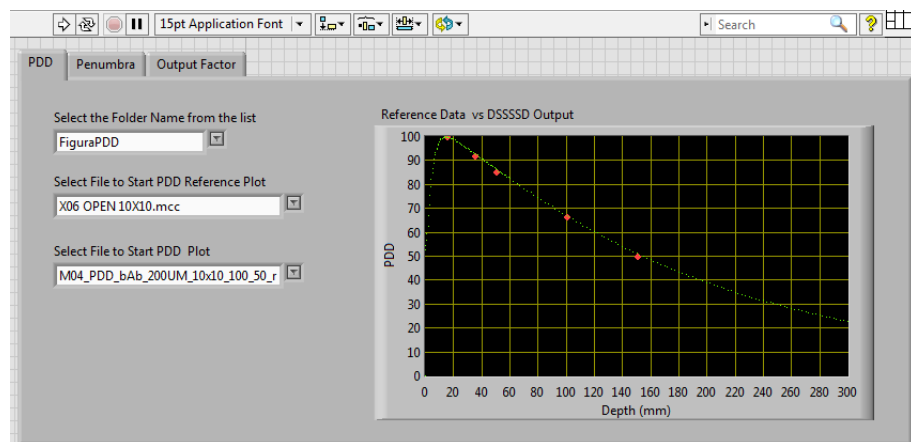


FIGURA 5.17: Ventana del .vi donde se realiza el cálculo de la PDD dentro de la interfaz. La curva formada por pequeños puntos verdes corresponde a los datos para cámara de ionización proporcionados por el HUVM de Sevilla, datos que se leen del archivo de referencia seleccionado. Los puntos rojos grandes corresponden a las medidas tomadas con el DSSSSD con configuración de PDD, para diferentes espesores de agua sólida.

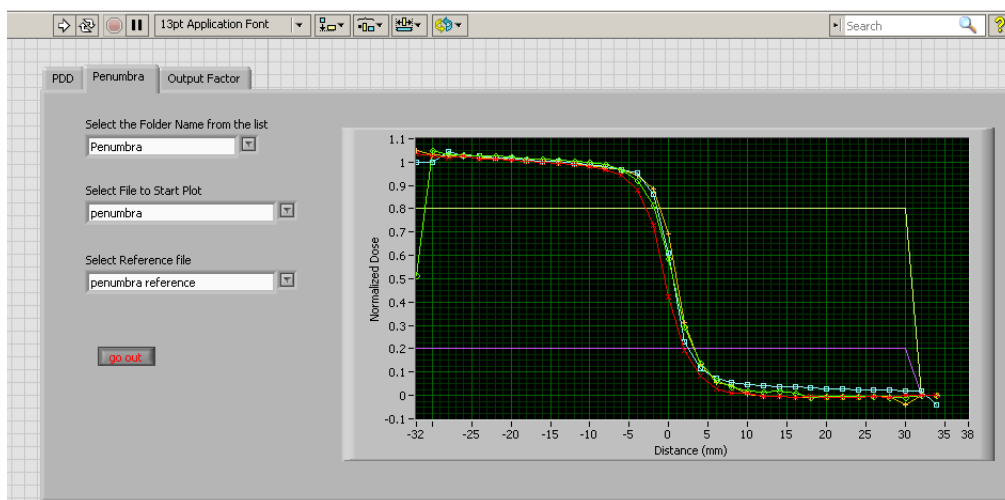


FIGURA 5.18: Ventana del .vi donde se realiza el cálculo de la penumbra dentro de la interfaz. Se muestra la caída entre el 20 y el 80 irradiando el detector con medios campos, según se presentó en el capítulo 4.

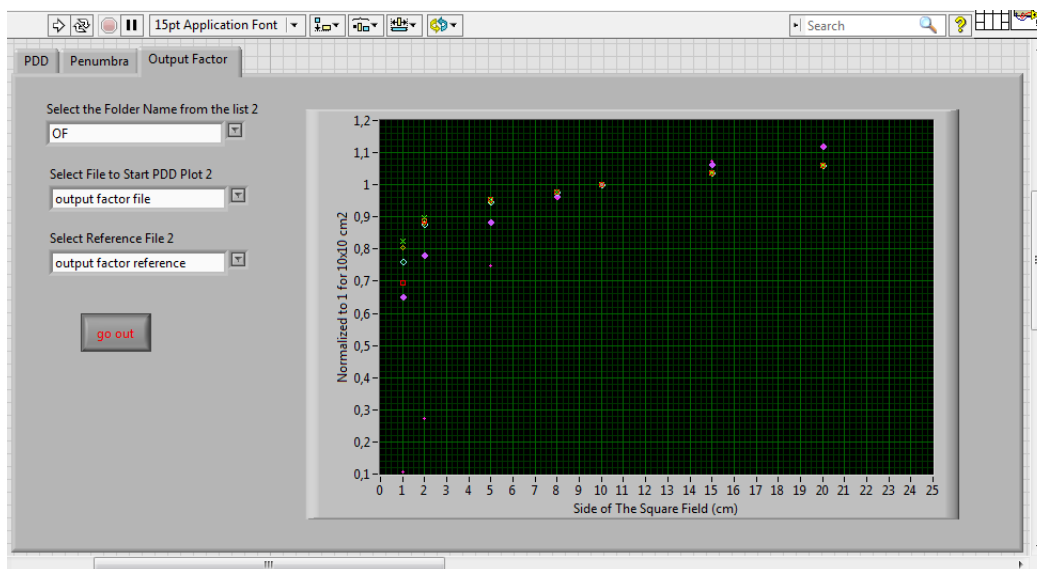


FIGURA 5.19: Ventana del .vi donde se realiza el cálculo del OF dentro de la interfaz. Los círculos rellenos de color rosa fuerte se corresponden con el archivo de referencia seleccionado proporcionados por el sistema de planificación del Hospital Virgen Macarena de Sevilla. Los demás símbolos corresponden a las medidas tomadas con el DSSSSD con diferentes tamaños de campo.

5.3.2.2. Caracterización dosimétrica en condiciones de tratamiento

A continuación se presentan los algoritmos de análisis utilizados para la caracterización dosimétrica en el plano axial. Se puede acceder al resultado de este análisis mediante la selección del botón “Axial Calibration” en el .vi “Caracterización y estudio de la respuesta dosimétrica”, desplegándose el panel frontal que muestra la Fig.5.20

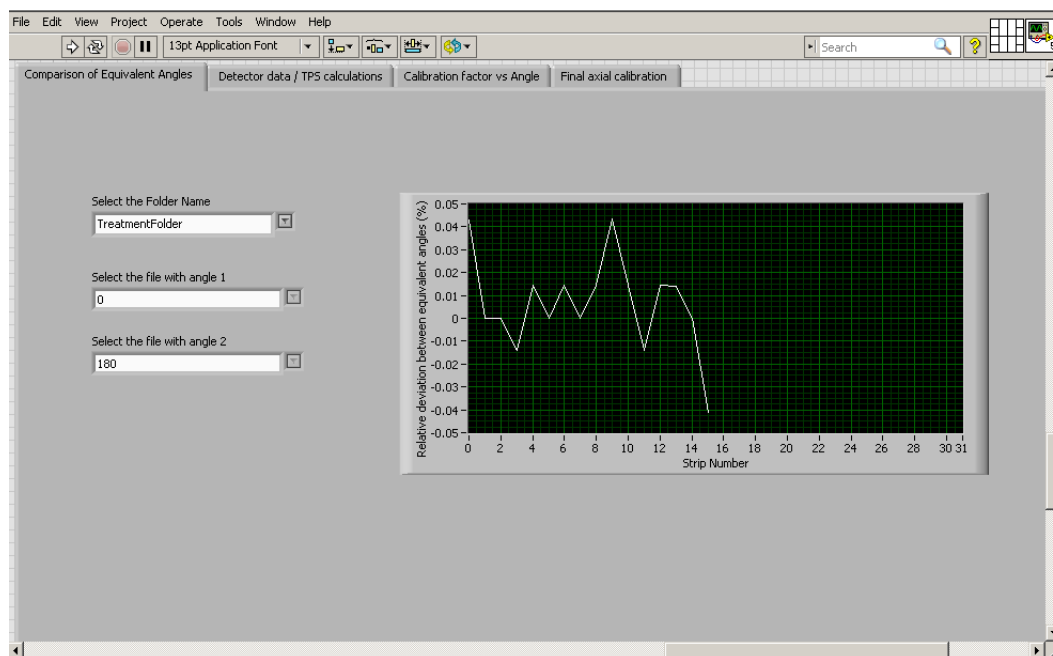


FIGURA 5.20: Ventana para la caracterización axial. Se puede seleccionar la pestaña, con la información que se quiera monitorizar leyendo de izquierda a derecha: en la primera pestaña encontramos la comparación entre respuestas a ángulos equivalentes, en la segunda pestaña se pueden visualizar los datos del TPS y los datos tomados para el detector, en la tercera pestaña se puede visualizar el factor de calibración para cada ángulo, mientras en la cuarta pestaña se puede ver la calibración final.

La caracterización dosimétrica en condiciones de tratamiento no pudo ser llevada a cabo para el DSSSSD por no estar disponible el material. Los algoritmos para el plano axial se han validado con los resultados obtenidos para el SSSSD, cuya caracterización se detalla en [27], al no disponer de los datos para el nuevo sistema.

Para estudiar la respuesta angular del SSSSD, se realizaron dos secuencias de medidas: primero dejando el detector fijo dentro del maniquí cilíndrico, y rotando el gantry desde 0 hasta 315 grados, con un paso de 45 grados, después fijando el gantry a 0 grados y rotando el maniquí cilíndrico en la misma dirección que el gantry con un paso de 45 grados, desde 0 hasta 315 grados. Las medidas obtenidas rotando el gantry a un ángulo θ se pueden comparar con las obtenidas rotando el maniquí a un ángulo $(360 - \theta)$, en esa configuración la irradiación es simétrica, luego las dos medidas son equivalentes y pueden ser comparadas. Para el DSSSSD la secuencia será análoga, pero las medidas serán tomadas desde 0 hasta 180.

Para la toma de datos en el DSSSSD esta preparado el algoritmo de automatización presentado en la sección 5.3.1. En el plano axial para cada ángulo del maniquí se obtiene la lectura en un ángulo para una cara del DSSSSD, y para este ángulo más 90 para la otra cara del detector. Para almacenar los datos, se crean dos directorios por medida, uno con nombre igual al ángulo, y otro con nombre del ángulo más 90. En cada directorio se almacenan los datos de las 32 tiras correspondientes. Estos datos tomados de forma automatizada en el plano axial, una vez calibrados se utiliza para obtener el fichero que luego permite hacer la reconstrucción del mapa de dosis según se explicará en los siguientes epígrafes.

Como referencia para la toma de datos la posición del gantry y del maniquí igual a 0 grados se corresponde con una configuración en la cual todas las tiras son paralelas a la dirección del haz (irradiación vertical).

Para comparar la respuesta angular del detector de silicio entre ángulos equivalentes, se sigue el algoritmo de la Fig.5.23. Se compara la salida de los ficheros calibrados para dos posiciones angulares diferentes (Fig.5.20).

La caracterización dosimétrica en el plano axial conlleva la obtención del factor de calibración en función del ángulo para cada tira del detector en dicho plano. Para obtener este factor, se sigue el algoritmo que muestra la Fig.5.23. Sobre la lectura de datos para cada posición angular se aplica el factor de calibración estándar, para corregir no uniformidades debidas a la diferencia intrínseca en la respuesta de cada tira del detector.

La Fig. 5.21 muestra en una misma gráfica ¹ la lectura de datos calibrados a dosis según las condiciones estándar para cada posición angular seleccionada con el dato obtenido para esa misma posición por un sistema de referencia, en nuestro caso utilizamos los datos proporcionados por el Hospital Virgen Macarena de Sevilla. El cociente entre ambos valores para cada tira del detector es calculado y almacenado en un directorio dentro del raíz llamado “Factor calibración angular”, donde se genera un subdirectorio con el factor de calibración para cada ángulo θ en el que se ha irradiado el detector. En la Fig.5.22 se muestra el resultado del factor de calibración para cada tira en función del ángulo para el SSSSD [27].

Una vez obtenido el factor de calibración en el plano axial para cada ángulo, este se aplica a los datos siguiendo el algoritmo que muestra la Fig.5.23. El resultado se monitoriza, en la pestaña “Final axial Calibration”, según muestra la Fig.5.24.

¹El hecho de mostrar cuatro ángulos es una decisión de diseño, como compromiso para poder visualizar el resultado de varios ángulos en paralelo, y no saturar la interfaz con un exceso de información.

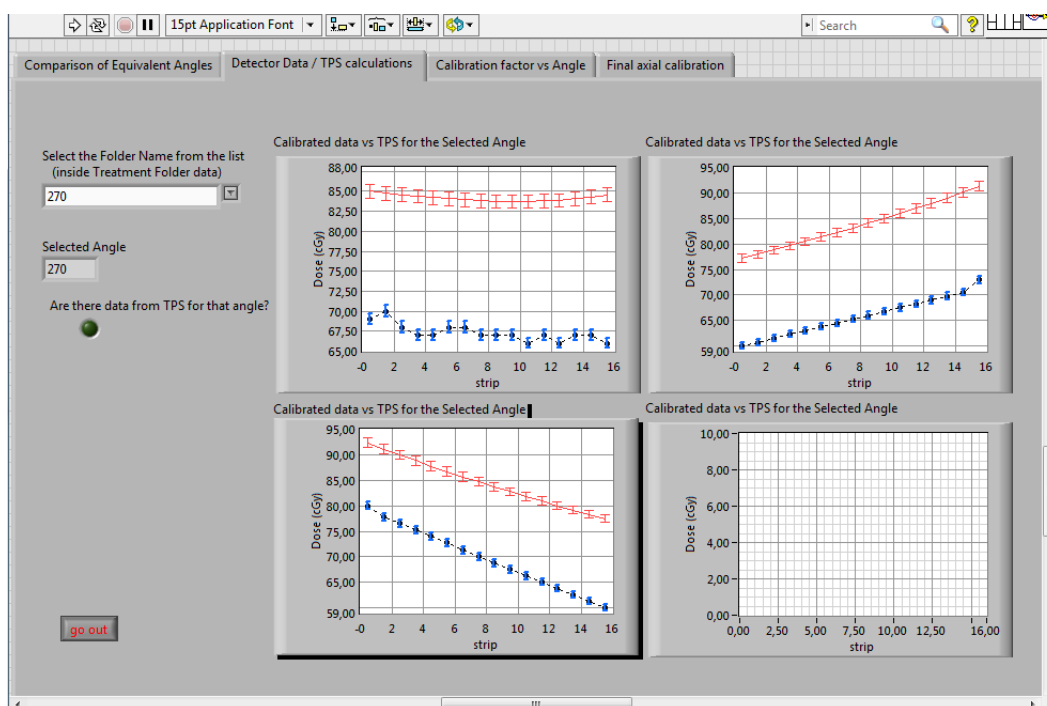


FIGURA 5.21: Ventana para la caracterización axial. En la segunda pestaña se pueden visualizar los datos del planificador y los datos tomados para el detector. Se pueden seleccionar y visualizar hasta cuatro posiciones angulares en paralelo.

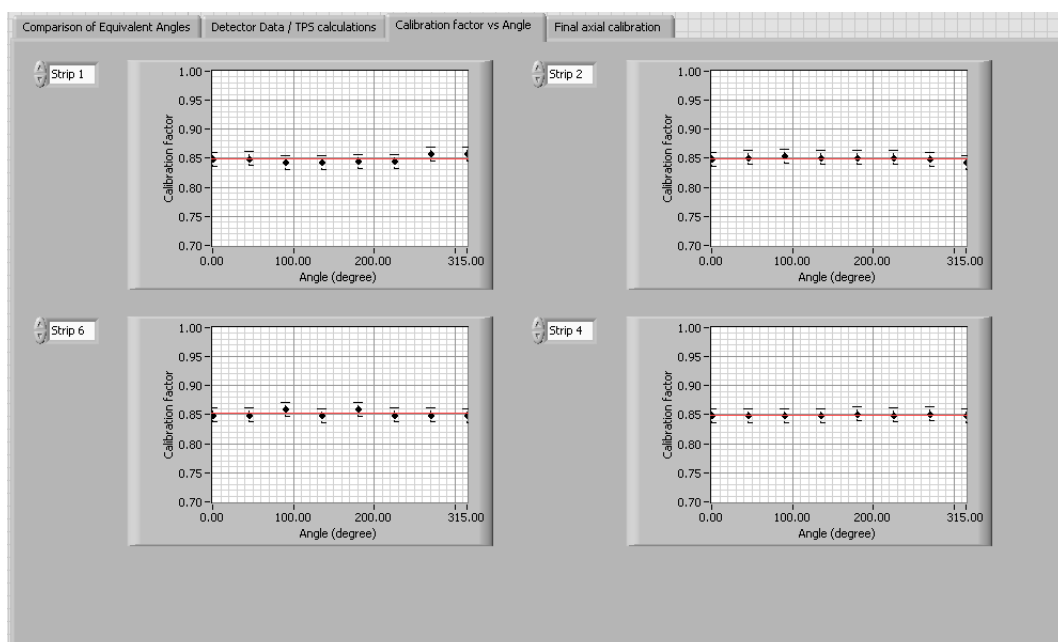


FIGURA 5.22: Factor de calibración para cada strip en función del ángulo. En el eje X se muestra la posición angular, en el eje Y el valor del factor de calibración para cada ángulo. Se puede visualizar la evolución con el ángulo de cuatro tiras del detector, en paralelo.



FIGURA 5.23: A la izquierda algoritmo para obtener el factor de calibración en el plano axial. En el centro, algoritmo para la caracterización de la respuesta angular. A la derecha, algoritmo para calibrar los datos en el plano axial.

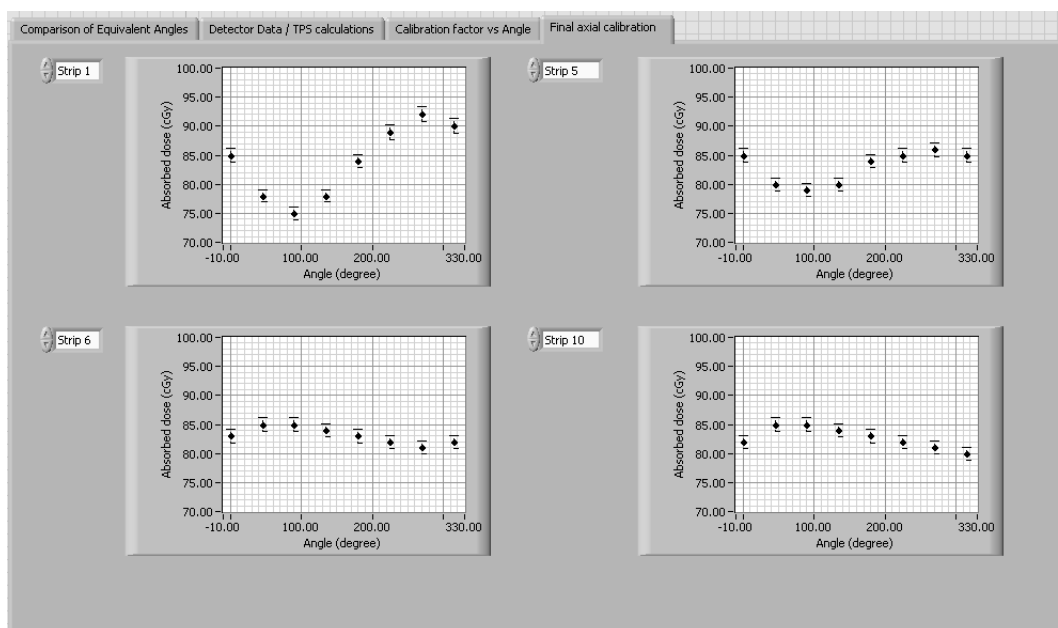


FIGURA 5.24: Ventana para monitorizar los resultados una vez aplicada la calibración final. Se pueden seleccionar hasta cuatro tiras en paralelo.

5.3.3. Algoritmo de reconstrucción

Para la verificación de un tratamiento es necesario obtener un mapa de dosis a partir de los datos tomados con el detector de Silicio ubicado en el maniquí cilíndrico, según se detalló en la subsección 5.3.2.2. Esto se hace mediante un algoritmo de reconstrucción codificado en C++ [1] basado en la transformada de Radon (R) [28], cuyo código ha sido adaptado e incluido en una DLL [80] para leer los ficheros correspondientes a una serie de medidas dentro de la estructura de directorios (Fig. 5.12) cuya jerarquía ha sido definida para la automatización. El radiofísico puede acceder a la reconstrucción de forma sencilla según se introdujo en la sección 5.2.

La descripción de los fundamentos teóricos del algoritmo y su aplicación se exponen a continuación.

Los datos de entrada para el algoritmo de reconstrucción son las dosis absorbidas por cada una de las tiras del detector DSSSSD, de anchura $a = 2$ mm y altura $h = 32a$, en cada una de las posiciones angulares consideradas. Para poder reconstruir el tratamiento con el DSSSSD se toman datos cada 5° desde $\theta_i = 0$ hasta $\theta_f = 180^\circ$.

Sea $d(x, y)$ la función que representa la dosis absorbida en cada punto del plano considerado. Podemos definir un sistema de coordenadas (x', y') rotado un ángulo θ respecto al sistema de coordenadas (x, y) y obtener la dosis proyectada $\bar{d}(x', \theta)$ sobre la coordenada x' .

$$\bar{d}(x', \theta) = \frac{1}{32a} \int_{-16a}^{16a} dy' d(x' \cos \theta - y' \sin \theta, x' \sin \theta + y' \cos \theta) \equiv \frac{1}{32a} R d(x, y) \quad (5.3)$$

Considerando $D(k_x, k_y) = F_{2D} d(x, y)$ (transformada de Fourier bidimensional (F_{2D}) de la función $d(x, y)$), $\bar{D}(k, \theta) = F \bar{d}(x', \theta)$ (transformada de Fourier monodimensional (F) de la función proyectada $\bar{d}(x', \theta)$), por el teorema de proyección se obtiene $D(k_x, k_y) = 32a \bar{D}(k, \theta)$.

Aplicando esta relación y utilizando la transformada de Fourier inversa, la expresión que necesitamos para reconstruir la dosis es

$$d(x, y) = 32a \int_0^\phi d\theta \int_{-\infty}^{\infty} dk \bar{D}(k, \theta) |k| e^{2\phi i k x'} = 32a \int_0^\phi d\theta \bar{d}^*(x', \theta) \quad (5.4)$$

Donde $\bar{d}^*(x', \theta)$ es la función obtenida tras el producto de la convolución de $\bar{d}(x', \theta)$ con el filtro $|k|$. En nuestro caso nos encontramos con que $\bar{d}^*(x', \theta)$ viene muestreada únicamente para los valores $x'_n = (n - 16, 5a)$ con $n = 1, \dots, 32$.

Resultando la versión discreta [28] de la expresión 5.5:

$$d(x_i, y_i) = 32a \sum_{q=1}^{q=\frac{180}{\Delta\theta}} \bar{d}^*(x'_{ijq}, \theta_q) \Delta\theta, \quad (5.5)$$

Es necesario aplicar un filtro [1]: en primer lugar, considerando todas las medidas de dosis proyectada tomadas a diferentes ángulos, se registra el valor mínimo en cada una de las tiras; a continuación se realiza el filtrado que consiste en restar este valor a todas las medidas, obteniendo un nuevo mapa de dosis proyectada. A este segundo mapa de dosis proyectado le aplicamos el algoritmo de reconstrucción basado en el teorema de proyección, añadiendo el valor que se restó para obtener la distribución final reconstruida.

Como ya hemos dicho, los datos de entrada son las dosis absorbidas por cada una de las 32 tiras, en cada una de las posiciones angulares consideradas. Dado que no disponemos de datos, como comprobación de que el algoritmo de reconstrucción puede aplicarse al DSSSSD, se considera un mapa de dosis simulado, suponiendo el detector radiado con una distribución de dosis circular, de radio $3a$, cuyo centro geométrico respecto del detector estuviese desplazado del eje de coordenadas centrado en el detector. Como entrada para la verificación del algoritmo se calcula la proyección de dicha distribución de dosis para cada uno de los ángulos en las diferentes tiras.

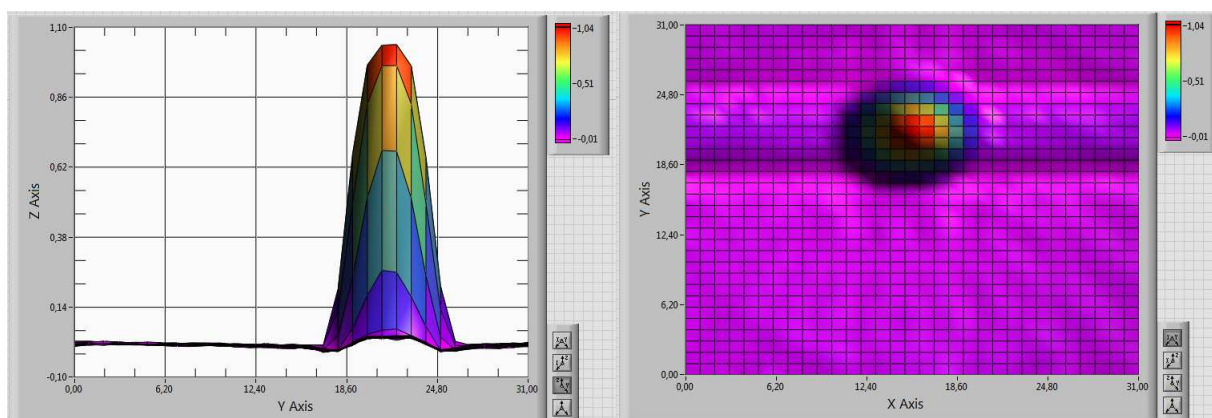


FIGURA 5.25: Reconstrucción del mapa de dosis para el detector de 32 tiras, para una distribución de dosis circular descentrada con radio $3a$. A la izquierda se muestra la proyección sobre el eje Y ó el perfil de dosis. A la derecha se muestra la distribución de dosis sobre el plano X,Y

El resultado de aplicar el algoritmo sobre dicha distribución se muestra en la Fig.5.25.

5.3.4. Algoritmo de bondad: cálculo del índice gamma

El método gamma [84] es un formalismo matemático que, en el caso que nos ocupa, permite comparar la distribución de dosis obtenida con una de referencia y decidir si la

primera es correcta. Esto se hace mediante un factor de aceptabilidad (índice gamma) establecido por el usuario en términos de diferencia de dosis (ΔD_M en %) y acuerdo en distancia (Δd_M en mm) entre las dos distribuciones de dosis para cada píxel. Si el índice gamma es menor o igual que 1, entonces el píxel en cuestión se considera aceptable.

$$\gamma(\vec{r}_1) = \min\left\{\sqrt{\frac{|\vec{r}_1 - \vec{r}_2|^2}{\Delta d_M^2} + \frac{[D_2(\vec{r}_2) - D_1(\vec{r}_1)]^2}{\Delta D_M^2}}\right\} \forall \vec{r}_2 \quad (5.6)$$

En la ec. 5.6 \vec{r}_1 y \vec{r}_2 son los vectores de coordenadas de dos píxeles determinados en dos distribuciones de dosis. $D_1(\vec{r}_1)$ y $D_2(\vec{r}_2)$ son las dosis medidas en las coordenadas \vec{r}_1 y \vec{r}_2 para las dos distribuciones de dosis.

En nuestro sistema el cálculo del índice gamma se lleva a cabo implementando el algoritmo de comparación de la ec. 5.6. Este algoritmo consiste en el recorrido píxel a píxel de la matriz de referencia, en el entorno Δd_M , para la imagen bajo evaluación (en nuestro caso la reconstruida).

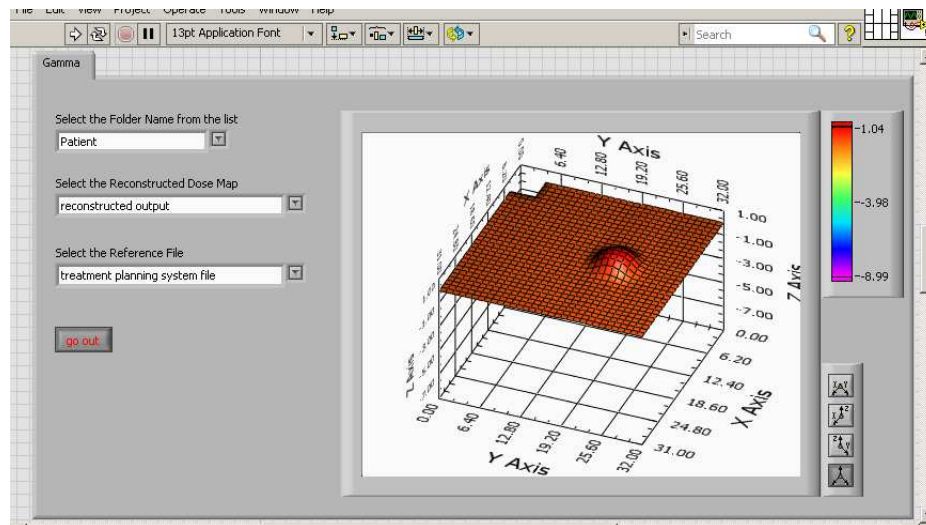


FIGURA 5.26: Mapa con el resultado del cálculo del factor gamma. Puede seleccionarse el fichero de referencia, dado habitualmente por el planificador, y el fichero de mapa de dosis reconstruido, para comprobar la bondad de éste.

La Fig.5.26 muestra la ventana de la interfaz con el resultado de este cálculo. Esta ventana permite la lectura de un mapa de dosis externo tomado como referencia para evaluar la bondad del mapa de dosis reconstruido, ayudando a la decisión en el criterio de aceptabilidad. El sistema está preparado para elegir el fichero que se utiliza como referencia. En nuestro ejemplo utilizamos como referencia el círculo descentrado.

Capítulo 6

Conclusiones y Perspectivas

6.1. Conclusiones

El trabajo presentado en esta memoria, desarrollado dentro de la colaboración Radia, contiene la revisión de diseño del sistema para verificar tratamientos complejos de radioterapia previamente patentado. El objetivo es la construcción, caracterización y puesta en marcha de un nuevo prototipo, mejorado respecto al anterior, que permita dicha verificación con la obtención de mapas de dosis en el plano axial.

- Se ha diseñado un nuevo detector, con mayor número de tiras detectoras, con el objetivo de mejorar la resolución espacial y el resultado de la reconstrucción del mapa de dosis. El detector presenta un mayor tamaño que en el primer prototipo, permitiendo verificar tratamientos con zonas de mayores dimensiones.
- Como consecuencia de las nuevas dimensiones también se ha diseñado un nuevo sistema mecánico para su alojamiento en condiciones de equilibrio electrónico. Para reproducir las condiciones dosimétricas estándar se ha diseñado un maniquí plano, mientras que para ubicar el detector en condiciones de tratamiento se ha desarrollado uno cilíndrico.
- Para medir la señal generada en el detector en ambas situaciones se ha hecho el diseño e implementación de una nueva electrónica, cuyo principal requisito es tener una salida lineal durante el intervalo de irradiación del detector con el acelerador clínico hasta 500 UM.
- Para ajustar el rango en que la electrónica tiene una salida lineal, se han hecho una serie de irradiaciones con ésta conectada al detector, estando éste en condiciones en que la dosis absorbida es uniforme (campo plano). Se ha seleccionado el valor y tipo de condensador en el circuito integrador que permite una respuesta lineal en todo el rango de irradiación.

- La salida de la electrónica o la respuesta del sistema es la lectura de la tensión acumulada en un circuito integrador digitalizada por un ADC con 15 bits efectivos, luego la resolución teórica a la salida, suponiendo 1 UM igual a 1 cGy, obtenida como la relación entre el rango de 500 UM y los 2^{15} niveles de cuantización del digitalizador resulta 0.015 cGy.
- Hemos hecho una caracterización tanto del nivel de ruido asociado a la señal generada en el detector durante la radiación con el acelerador, como el que introduce la cadena de adquisición sin irradiación del detector. El estudio del ruido en la cadena electrónica se ha hecho para el detector polarizado a la tensión fija de trabajo.
- Hemos cuantificado la contribución de cada una de las posibles fuentes de ruido en el sistema: la mayor componente de ruido electrónico en ausencia de radiación en el DAQ es debido al propio ADC, y el Schokkty en el detector. Cuando radiamos, el ruido inducido por la corriente de radiación es mayor que el ruido propio del sistema sin irradiar. Podemos concluir que el nivel de ruido de la electrónica no supone un límite en la medida de la carga acumulada por dosis recibida. La mayor fuente de ruido es la corriente de oscuridad, cuyo valor debe corregirse en la lectura a la salida.
- La función de transferencia o valor de la lectura a la salida de la electrónica, queda definido por el valor de la pendiente de la recta digitalizada y el tiempo de irradiación (proporcional al número de UM). Este valor de pendiente, a cuya inversa hemos llamado ganancia, no es completamente lineal. Presenta una pequeña no linealidad de segundo orden, cuyo origen probablemente esté en el propio ADC.
- Como conclusión, los límites de la función de transferencia están definidos así: el nivel mínimo digitalizable viene definido por la frecuencia de muestreo y nivel que saca de saturación el ADC, mientras que el nivel máximo lineal viene definido por el condensador.
- Hemos caracterizado las incertidumbres del sistema, su origen puede ser sistemático (ganancia) y/ó estadístico (ruido, repetibilidad). La cota de incertidumbre de la medida también ha sido calculada, cada lectura de salida puede darse con un $\pm 0.3\%$. La mayor contribución se debe al error sistemático.
- De este modo tenemos el conocimiento del sistema que nos permite tanto corregir el nivel de ruido como determinar la incertidumbre con que ha sido realizada una medida.

El conjunto de medidas que hemos llevado a cabo nos ha permitido la caracterización dosimétrica del detector:

- Hemos determinado a qué valor de dosis corresponde cada valor digital, irradiando el detector en condiciones en que la dosis absorbida es uniforme. De este modo la

corrección de la no uniformidad en la respuesta de cada una de las tiras, incluyendo los efectos del dispositivo experimental, se incluye en el factor de calibración a dosis.

- La resolución en energía una vez superado el umbral de dosis mínima es de 0.017 cGy, según se estimó a partir del número de bits del digitalizador. Llegamos al mismo valor de resolución a través de la dosis estimada para la carga equivalente a 0.15 mV.
- La señal mínima de entrada que se puede calibrar son 2 UM; a partir de este valor de entrada, podemos determinar la salida en dosis. Este umbral del sistema se debe al número mínimo de muestras que permiten reconstruir el valor de pendiente: depende de la frecuencia de muestreo del ADC. Para poder medir hasta 1 UM haría falta un digitalizador que permitiese aumentar dicha frecuencia; pero la tasa de dosis del propio acelerador por debajo de 4 UM puede no ser lineal, luego la incertidumbre de la salida del acelerador puede ser mayor que la incertidumbre al convertir a dosis la lectura con nuestro sistema de medida. Como conclusión el umbral de dosis que se puede medir no estaría limitado por el sistema Radia, sino por las incertidumbres del acelerador. Con los datos a día de hoy no hemos podido hacer un estudio.
- La reproducibilidad de las medidas en un periodo de tres meses está dentro de un 1 %, por lo cual se puede considerar bastante buena.
- El error de linealidad es aceptable, menor que en el prototipo anterior.
- Se han realizado medidas de PDD con nuestro sistema resultando una desviación menor al 1 % respecto a los datos tomados como referencia de un hospital.
- Aunque este detector no ha sido diseñado para la medida del output factor, vemos como para campos de 5×5 o mayores la desviación no supera un 2 %, lo cual confirma la validez de la calibración para distintos tamaños de campo.
- Se ha determinado la zona de penumbra: 4 ± 1 mm en el eje X, 5 ± 1 mm en el eje Y. Estos valores coinciden con las especificaciones del acelerador lineal.
- En paralelo se ha desarrollado el nuevo entorno de trabajo VeRa: herramienta software que permite no sólo controlar el dispositivo experimental, sino también obtener la caracterización como dosímetro de un detector, la reconstrucción del mapa de dosis de un tratamiento real, así como su comparación con los datos calculados por un planificador ó con medidas obtenidas con otros métodos, mediante el cálculo del índice gamma.
- Se presenta una primera versión de VeRa, mostrando las capacidades de dicho entorno en un servicio de radiofísica. En el caso de las medidas en el plano axial se han utilizado datos del primer prototipo de Radia, al no tener disponible el material para hacer las medidas en dicho plano para este nuevo prototipo.

6.2. Perspectivas

- Como futuros trabajos, queda pendiente hacer la caracterización dosimétrica en el plano axial y la irradiación con tratamientos reales al nuevo detector. El algoritmo de reconstrucción también será revisado, y el nuevo método podrá ser incluido en el entorno de trabajo VeRa.
- El entorno de trabajo VeRa se podrá utilizar para la caracterización del DSSSSD en el plano axial, así como para la reconstrucción del mapa de dosis en dicho plano. Las medidas con el maniquí cilíndrico correspondientes al plano axial para el DSSSSD podrán ser comparadas con las obtenidas con películas radiocrómicas y cámaras de ionización, gracias al diseño modular del maniquí, una vez este se encuentre disponible.
- Una vez caracterizado el detector en el plano axial, se puede generar una base de datos con la información para los distintos ángulos y número de unidades monitor, de forma que se puede comparar la salida experimental con la de un planificador, sin la necesidad de tomar nuevas medidas, utilizando las ya almacenadas.
- Como siguiente paso hacia la validación de los datos obtenidos con este sistema, se podría integrar en VeRa un sistema de planificación MCTP, o conseguir la conexión de VeRa con el planificador del hospital, para poder comparar en el mismo entorno SW el tratamiento, sin tener que importar datos de sistemas externos.
- Por otro lado, también existe software de simulación de la salida de detectores, se puede simular el detector ya caracterizado para validar la aplicación de este software en radioterapia. Una vez validado, permitiría estudiar otras geometrías y materiales, hasta obtener el diseño óptimo para este tipo de aplicaciones.

El objetivo último sería convertir a VeRa en un entorno de trabajo integrado que permitiese el cálculo y validación de un tratamiento siguiendo diversos métodos, según piden los protocolos de control de calidad.

Bibliografía

- [1] M.I.Gallardo, M.A.G.Alvarez, J.M.Quesada, A. Vega-Leal, Z. Abou-Haidar, A. Bocci, M. Giraldo, J. Espino, R. Arrans, F. Nieto and J. Domínguez. *Patente número P201101009*. Oficina Española de Patentes y Marcas, Ministerio de Industria, Turismo y Comercio (2011).
- [2] I. C. on Translational Research in Radiation Oncology. *Journal of the European Society for Radiotherapy and Oncology*. ESTRO (2014).
- [3] S. Webb. *Three-dimensional radiation-therapy treatment planning*, volume 96. The Physics of Three-dimensional Radiation Therapy (Institute of Physics Publishing) (1993).
- [4] I. C. on Radiation Units and Measurements. *Prescribing, Recording and Reporting Photon Beam Therapy*. ICRU Report No. 50 (1993).
- [5] I. C. on Radiation Units and Measurements. *Prescribing, Recording and Reporting Photon Beam Therapy*. ICRU Report No. 62 (1999).
- [6] T. Bortfeld. *Imrt: a review and preview*. Physics in Medicine and Biology, **51** 363 (2006).
- [7] R.Nath, P.J.Biggs, F.J.Bova, C.C.Ling, J. Purdy, J. de Geijn and M. Weinhaus. *Aapm code of practice for radiotherapy accelerators: Report of aapm radiation therapy task group no.45*. Medycal Physics, **21** 1093 (1994).
- [8] G.J.Kutcher, L. Coia, M. Gillin, W. Hanson, S.Leibel, R. Morton, J. Palta, J. Purdy, L. Reinstein, G.K.Svensson, M. Weller, and L.Wingfield. *Comprehensive qa for radiation oncology: Report of aapm radiation therapy task group no.40*. Medycal Physics, **21** 581 (1994).
- [9] B. Fraass, K. Doppke, M. Hunt, G. Kutcher, G. Starkschell, R. Stern and J. V. Dyke. *American association of physicist in medicine radiation therapy committee task group 53 quality assurance for clinical radiotherapy treatment planning*. Medycal Physics, **25** 1173 (1998).

- [10] P.R.Almond, P. Biggs, B. Coursey, W. Hanson, M.S.Huq, R. Nath and D.W.O.Rogers. *Aapm's tg 51 protocol for clinical reference dosimetry of high energy photon and electron beams*. Medycal Physics, **26** 1847 (1999).
- [11] J.S.Tsai, D.E.Wazer, M.N.Ling, J. Wu, M. Fagundes, T. DiPetrillo, B. Kramer, M. Koistinen and M. J. Engler. *Dosimetric verification of the dynamic intensity-modulated radiation therapy of 92 patients*. Int. J. Radiat. Oncol. Biol.Phys., **40** 1213 (1998).
- [12] L.Xing, B. Curran, R. Hill, T. Holmes, L. Ma, K. Foster and A. Boyer. *Dosimetric verification of a commercial inverse treatment planning system*. Phys. Med. Biol., **44** 463 (1999).
- [13] X.R.Zhu, P.A.Jursinic, D.F.Grimm, F. Lopez, J. Rownd and M. Gillin. *Evaluation of kodak edr2 film for dose verification of intensity modulated radiation therapy delivered by a static multileaf collimator*. Medycal Physics, **29** 1687 (2002).
- [14] H. Johns and J. Cunningham. *The physics of radiology*. Springfield (1983).
- [15] G. F. Knoll. *Radiation detection and measurements*. Wiley (2010).
- [16] F.H.Attix and W. Roesch. *Radiation Dosimetry*. Academic Press (1966).
- [17] A. Niroomand-Rad, C. Blackwell, B. Coursey, K. Gall, J. Galvin, W. McLaughlin, A. Meigooni, R. Nath, J. E. Rodgers and C. Soares.
- [18] N. R. Malik. *Circuitos electrónicos : análisis, diseño y simulación*. Prentice Hall (2006).
- [19] F. Cremers, T. Frenzel and C. Kausch. *Performance of electronic portal imaging devices (epids) used in radiotherapy: image quality and dose measurements*. Medycal physics (2004).
- [20] B. Poppe, A.Djouguela, A. Blechschmidt and K. Willborn. *Spatial resolution of 2d ionization chamber arrays for imrt dose verification: single-detector size and sampling step width*. Physics in Medicine and Biology, **52** 2921 (2009).
- [21] J.G.Li, G. Yan and C. Liu. *Comparison of two commercial detector arrays for imrt quality assurance*. Journal of Applied Clinical Medical Physics (2009).
- [22] M. Hussein, E. Adams, T.J.Jordan, C.H.Clark and A.Nisbet. *A critical evaluation of the ptw 2d-array seven29 and octavius ii phantom for imrt and vmat verification*. Journal of Applied Clinical Medical Physics (2013).
- [23] J. Bedford, Y. Lee, P. Wai and C. South. *Evaluation of the delta4 phantom for imrt and vmat verification*. Physics in Medicine and Biology, **54** 167 (2009).

- [24] C.Talamonti, M. Bruzzi, L. Marrazzo and D.Menichelli. *Preliminary dosimetric characterization of a silicon segmented detector for 2d dose verifications in radiotherapy*. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A, **583** 114 (2007).
- [25] D.Menichelli, M. Bruzzi, M. Bucciolini and C. Talamonti. *Design and development of a silicon segmented detector for 2d dose measurements in radiotherapy*. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A, **583** 109 (2007).
- [26] S. Manolopoulos, C. Wojnecki, R. Hugtenburg and M. J. Sidek. *Small field measurements with a novel silicon position sensitive diode array*. Physics in Medicine and Biology, **54** 485 (2009).
- [27] A. Bocci, M. C. Giraldo, M.I.Gallardo and J.M.Espino. *Silicon strip detector for a novel 2d dosimetric method for radiotherapy treatment verification*. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A, **673** 98 (2012).
- [28] P. Suetens. *Fundamentals of medical imaging*. Cambridge University Press (2008).
- [29] M. A. G. Alvarez, Z. Abou-Haid, R. Arrans, M. C. Battaglia, M. A. C. Giraldo, J. M. E. Navas, M. I. Gallardo, M. Ovejero, A. P. Vega-Leal, A. Selva and S. Walsh. *Novel dual single sided silicon strip detector chip for radiotherapy verification*. Proceedings of Science X LASNPA (2013).
- [30] M.C.Ovejero. *Mise en oeuvre d'un logiciel de simulation pour l'étude de nouveaux détecteurs CdTe et CdZnTe destinés à l'astrophysique des hautes énergies*. Proyecto Fin de Carrera, SUPELEC-ETSIT, Paris (2004).
- [31] O. Limousin. *Mise en oeuvre et étude des propriétés spectrales de la gamma-caméra ISGRI*. Tesis, Université Toulouse III, Toulouse (2001).
- [32] P. Horowitz. *The Art of Electronics*. Cambridge University Press (1999).
- [33] L.Beentjes and F.Garrett. *Radiation induced conductivity and the stem effect*. American Journal of Roentgenology, **96** 791 (1966).
- [34] Y. Zhu. *CAN and FPGA Communication Engineering*. Diplomatica Verlag (2010).
- [35] W. Stallings. *SNMP, SNMPv2 and RMON*. Addison-Wesley (1997).
- [36] B. Forouzan. *Transmisión de datos y redes de comunicaciones*. Mc Graw Hill, Madrid (2007).
- [37] M. Santifaller. *TCP/IP and ONC/NFS*. Addison-Wesley (1994).
- [38] P. Gray and R.G.Meyer. *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. J.Wiley and Sons (1993).
- [39] M. P. García and J. C. A. Anton. *Instrumentación electrónica*. Thomson Editores (2004).

- [40] M. P. García and J. C. A. Anton. *Instrumentación electrónica: 230 problemas resueltos*. Gaceta (2012).
- [41] J.H.D.Wong. *Implementation of silicon based dosimeters, the dose magnifying glass and magic plate for the dosimetry of modulated radiation therapy*. Tesis, University of Wollongong (2011).
- [42] M. Giraldo. *Desarrollos y aplicaciones de Geant4 para radioterapia y microdosimetría en detectores y circuitos integrados*. Tesis, Universidad de Sevilla (2011).
- [43] C.Cheng, J. Yeh, S.C.Chern and Y.Lan. *Automatic testing system based on labview for dc motor of portable washing machine*. 490–493 (2010).
- [44] A.Kutlu and K. Tasdelen. *Remote electronic experiments using labview over controller area network*. Scientific Research and Essays, **5** 1754 (2010).
- [45] http://www.piher.net/sensors/index.php?page=shop.product_details&flypage=flypage.tpl&product_id=36&category_id=1&option=com_virtuemart&Itemid=31. [Online; accessed 26-November-2014].
- [46] <http://www.productoscnc.es/hyperpages/documentos&pruebas.htm>. [Online; accessed 26-November-2014].
- [47] http://www.productoscnc.es/hyperpages/controladora_bipolar_micropasos.htm. [Online; accessed 26-November-2014].
- [48] <http://www.motovario-group.com/esp/pc-37-Reductores-de-tornillo-sin-fin>. [Online; accessed 26-November-2014].
- [49] <http://www.kvaser.com/about-can/the-can-protocol/>. [Online; accessed 26-November-2014].
- [50] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/61156H.pdf>. [Online; accessed 26-November-2014].
- [51] MIT. *User Interface Design and Implementation*. MIT OpenCourseWare (2012).
- [52] *Connections: the double interface and constructing the cyborg body*. MIT OpenCourseWare (2009).
- [53] A. introduction to multisensor Data Fusion. *D.hall and j. llinas*. Proceeding of the IEEE, **85** 6 (1997).
- [54] A.S.Tanenbaum. *Redes de computadoras*. Pearson Education (2012).
- [55] G. Holzmann. *Sistemas distribuidos, principios y paradigmas*. Prentice Hall (2008).
- [56] G. Montémont. *Optimisation des performances de détecteurs CdTe et CdZnTe en spectrométrie gamma*. Tesis, Université Joseph Fourier, Grenoble (2000).

- [57] UDT Sensors, Inc. The University of British Columbia, Technical Notes. *Photodiode Characteristics and Applications*. http://www.phas.ubc.ca/~beaudoin/PDS%20Papers/Position%20Detector%20Info/UDT_PhotodiodeCharacteristics.pdf (2014). [Online; accessed 26-November-2014].
- [58] <http://www.micronsemiconductor.co.uk/pdf/bb.pdf>. [Online; accessed 26-November-2014].
- [59] G.Giacomini. *Noise Characterization of Silicon Strip Detectors: comparison of sensors with and without integrated JFET Source-Follower*. Tesis, Università degli Studi di Trieste (2006).
- [60] G.Giacomini, L. Bosisio and I. Rashevskaya. *Noise characterization of double-sided silicon microstrip detectors with punch-through biasing*. IEEE Transactions on Nuclear Science, **58** 569 (2011).
- [61]
- [62] Advanced Technology Development Group Oxford University, Technical Notes. *Getting the best out of photodiode detector*. <http://users.ox.ac.uk/~atdgroup/technicalnotes/> (2014). [Online; accessed 26-November-2014].
- [63] http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8601_8602_8604.pdf. [Online; accessed 26-November-2014].
- [64] M. Santifaller. *System Characterization*. CRC Press LLC (1999).
- [65] C. S. del Rio. *Análisis de errores*. Eudema Universidad (1989).
- [66] R.H.Dieck. *Measurement uncertainty models*. ISA Transactions, 29–35 (1997).
- [67] V.R.Meyer. *Measurement uncertainty models*. Journal of Chromatography A, 15–24 (2007).
- [68] V.R.Meyer. *Dening uncertainty: A conceptual basis for uncertainty management in model-based decision support*. Integral Assessment, 5–17 (2003).
- [69] J.G.Salsbury and E. Morse. *Measurement uncertainty in the performance verification of indicating measuring instruments*. Precision Engineering, 218–228 (2012).
- [70] A. Oppenheim. *Señales y sistemas*. Prentice Hall Hispanoamericana (1998).
- [71] IAEA. *IAEA TRS398*. IAEA (2004).
- [72] I. C. on Radiation Units and Measurements. *Determination of Absorbed Dose in a Patient Irradiated by Beams of X or Gamma Rays in Radiotherapy Procedures*. ICRU Report No. 24 (1976).

-
- [73] J. R. William and D. I. Thwaites. *Radiotherapy physics in practice*. Oxford University Press (2004).
- [74] L. Appenzoller, H. Perera, P. Sullivan, C. Hand and B. Hasson. *Medical Physics*.
- [75] V. Bush. *As we may think*. The Atlantic, 35–48 (1945).
- [76] R. Trappl. *Your Virtual Butler, the making of*. Springer (2012).
- [77] L. Manovich. *El lenguaje de los nuevos medios de comunicación: la imagen en la era digital*. Paidós (2005).
- [78] E. B. Podgorsak. *Radiation oncology physics: A handbook for teachers and students*. www.iaea.org (2014). [Online; accessed 26-November-2014].
- [79] N. I. Corporation. *Labview básico I: introducción, manual del curso*. National Instruments (2008).
- [80] R. Bishop. *Labview 2009 Student Edition*. Prentice Hall (2010).
- [81] R. Parasuraman, T. B. Sheridan and C.D. Wickens. *A model for types and levels of human interaction with automation*. IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics-Part A: Systems and Humans, **30** 1083 (2000).
- [82] J. Bok and P. Schauer. *Labview-based control and data acquisition system for cathodoluminescence experiments*. American Institute of Physics, Review of Scientific Instruments, **82** 11 (2011).
- [83] A. Yazidi, H. Henao, G. Capolino and F. Betin. *A web-based remote laboratory for monitoring and diagnosis of ac electrical machines*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, **58** 4950 (2011).
- [84] D. Low, W.B. Harms, S. Mutic and J. Purdy. *A technique for the quantitative evaluation of dose distribution*. Medical Physics, **5** 656 (1998).