

UNIVERSIDAD DE GRANADA

Facultad de Medicina

PROGRAMA DE DOCTORADO EN MEDICINA CLÍNICA Y
SALUD PÚBLICA

TESIS DOCTORAL

FOTODIODOS Y FOTORRESISTENCIAS
COMO DOSÍMETROS EN
RADIOTERAPIA

Autor: Juan Román Raya

Tutor: Damián Guirado Llorente

Directores: Damián Guirado Llorente y Miguel Ángel Carvajal
Rodríguez



**UNIVERSIDAD
DE GRANADA**

Granada, julio de 2023

Editor: Universidad de Granada. Tesis Doctorales
Autor: Juan Román Raya
ISBN: 978-84-1117-987-4
URI: <https://hdl.handle.net/10481/84424>

Agradecimientos

En este hermoso viaje académico, mi corazón se llena de gratitud hacia las personas e instituciones que han sido pilares fundamentales en la realización de esta tesis doctoral.

En primer lugar, quiero expresar mi más sincero agradecimiento a mis directores de tesis, el Dr. Damián Guirado Llorente y el Dr. Miguel Ángel Carvajal Rodríguez. Sus valiosas enseñanzas, orientación y apoyo han sido un regalo inestimable en este proceso.

A mis amados padres, Andrés y Magdalena, y a mi querido hermano, Andrés, les agradezco de todo corazón por su incondicional apoyo y amor. Vuestra presencia ha sido mi fortaleza en cada paso de este camino académico.

A todos aquellos que han contribuido en esta travesía, quiero expresarles mi profundo agradecimiento. Vuestra ayuda generosa y desinteresada ha sido un faro de luz en los momentos desafiantes y ha hecho posible que esta tesis sea hoy una realidad.

No puedo dejar de mencionar la invaluable colaboración de la Unidad de Radiofísica del Hospital Universitario Clínico San Cecilio de Granada, quienes me han brindado la oportunidad de utilizar sus instalaciones. Su apoyo ha sido fundamental para el desarrollo de mi investigación.

Asimismo, agradezco al Departamento de Electrónica y Tecnología de Computadores de la Universidad de Granada por su cálido acogimiento y respaldo en este recorrido académico.

A cada persona que ha dejado su huella en mi camino, aunque no mencione sus nombres individualmente, mi corazón está lleno de gratitud. Vuestras palabras de aliento, gestos de apoyo y presencia constante han sido un regalo invaluable.

Con humildad y alegría, os extiendo mi más profundo agradecimiento. Vuestras contribuciones han sido la melodía que ha acompañado mi trayecto académico y han dejado una huella eterna en mi corazón.

Índice general

Índice general	3
Resumen. Palabras clave	5
Estructura general de la tesis	6
1. Introducción: Dosimetría <i>in vivo</i> y dosimetría física	7
1.1. Tratamientos de radioterapia	7
1.2. Sistemas de dosimetría	8
1.2.1. Cámaras de ionización	8
1.2.2. Dosímetros de termoluminiscencia y películas radiocrómicas	10
1.2.3. Sistemas basados en dispositivos de estado sólido: Diodos PIN y MOSFET	12
1.3. Dispositivos electrónicos para la detección de luz visible	17
1.3.1. Fotorresistencias	17
1.3.2. Fotodiodos	21
1.3.3. Dispositivos de detección de luz visible utilizados como sensores dosimétricos	29
2. Motivación y objetivos	30
3. Materiales y métodos	32
3.1. Unidades de irradiación	32
3.2. Electrómetros clínicos	34
3.3. Unidad lectora	35
3.4. Modelos de fotorresistencias y fotodiodos a caracterizar	38
3.5. Diseño experimental del estudio de las fotorresistencias	41
3.5.1. Caracterización térmica	44

3.5.2.	Modelo térmico aplicado	45
3.5.3.	Estudio de la dependencia angular	45
3.6.	Diseño experimental del estudio de los fotodiodos	46
3.6.1.	Estudio de tasa de dosis promedio	47
3.6.2.	Estudio de tasa de dosis instantánea	49
3.6.3.	Modelo térmico aplicado	50
3.6.4.	Conmutación de corriente para la medida de la temperatura	51
3.6.5.	Respuesta con la tasa de dosis absorbida del fotodiodo seleccionado	53
4.	Resultados y discusión	55
4.1.	Selección de candidato a sensor dosimétrico	55
4.1.1.	Selección de fotorresistencia como candidata a sensor dosimétrico	55
4.1.1.1.	Resultados de los modelos estudiados	56
4.1.1.2.	Conclusión	58
4.1.2.	Elección de fotodiodo como candidato a sensor dosimétrico	58
4.1.2.1.	Resultados de los modelos estudiados	58
4.1.2.2.	Elección	61
4.2.	Caracterización y modelo térmico de fotorresistencias. Validación	64
4.3.	Caracterización y modelo térmico de fotodiodos. Validación	66
4.3.1.	Modificación de la unidad lectora	68
4.3.2.	Validación experimental	69
4.4.	Respuesta con la tasa de dosis absorbida de las fotorresistencias	71
4.5.	Respuesta con la tasa de dosis absorbida del fotodiodo BPW34S	75
4.6.	Dependencia angular de la fotorresistencia NSL-19M51	78
5.	Conclusiones	81
	Bibliografía	85
	Publicaciones científicas	90

Resumen

Propósito: En este trabajo se estudian dispositivos comerciales de propósito general como sensores dosimétricos, como son fotorresistencias y fotodiodos, los cuales pueden ser utilizados junto a electrómetros clínicos y así reducir sensiblemente el coste del sistema dosimétrico final al no haber sido fabricados *ex profeso* para su uso en radioterapia.

Métodos: Por una parte, se estudian diferentes modelos de fotorresistencias como detectores asociados a electrómetros clínicos. Por otra, se desarrolla un módulo lector para adaptar un sistema dosimétrico diseñado previamente por nuestro grupo de investigación para transistores MOSFET, y se emplea para la caracterización de fotodiodos y fototransistores.

Resultados y conclusiones: Se ha encontrado que es posible emplear electrómetros de uso común en radioterapia asociados a fotorresistencias como sistemas dosimétricos en el rango de 50 a 300 cGy/min con sensibilidades mayores que para una cámara de ionización. Por otra parte, el módulo diseñado para adaptar el sistema lector desarrollado previamente por nuestro grupo para transistores MOSFET ha resultado adecuado para la caracterización de los modelos de fotodiodo y fototransistor estudiados. Se ha seleccionado un modelo de fotodiodo como candidato adecuado para ser utilizado como sensor dosimétrico. Para ambos tipos de detectores, se ha realizado su caracterización térmica, así como la dependencia frente a la tasa de dosis absorbida.

Palabras clave: electrómetro; fotodiodo; fotorresistencia; fototransistor; radioterapia.

Estructura general de la tesis

La tesis se encuentra organizada en 5 capítulos, cuyo contenido se describe a continuación.

El capítulo 1 describe el tema de la tesis, presenta el estado del arte de los sistemas de dosimetría actuales, así como los dispositivos electrónicos para la detección de luz visible.

El capítulo 2 presenta la motivación y los objetivos del presente trabajo.

El capítulo 3 presenta las unidades de irradiación empleadas para el estudio de los dispositivos, las unidades de lectura y los modelos de fotorresistencias y fotodiodos que se han caracterizado.

El capítulo 4 presenta los resultados obtenidos de este trabajo, así como una discusión de los mismos. Por una parte, se realiza una selección de los candidatos a sensor dosimétrico, se presenta la caracterización térmica de estos, su respuesta frente a la tasa de dosis absorbida y la dependencia angular de la fotorresistencia seleccionada.

El capítulo 5 presenta las conclusiones, aportaciones y recomendaciones para futuras investigaciones en la misma línea temática propuesta por la tesis.

Finalmente, se presenta el anexo con las publicaciones del doctorando.

Introducción: Dosimetría *in vivo* y dosimetría física

1.1. TRATAMIENTOS DE RADIOTERAPIA

La radioterapia es un método de tratamiento que se utiliza en aproximadamente la mitad de los pacientes con cáncer [Del05], lo que demuestra su significativa relevancia en el abordaje terapéutico de estas enfermedades.

En un programa de radioterapia, es de vital importancia asegurar la irradiación adecuada de los tejidos tumorales para alcanzar el objetivo terapéutico, al tiempo que se minimizan los efectos dañinos en los tejidos sanos expuestos a la radiación. Por lo tanto, es esencial contar con una determinación precisa de las dosis administradas, lo cual implica que cada centro que utilice radioterapia debe disponer de protocolos de monitorización mediante el uso de dosimetría *in vivo*.

La dosimetría *in vivo* no solo es capaz de detectar errores en la dosis administrada, sino que también permite tomar medidas correctivas para mejorar el tratamiento, especialmente cuando se aplica en las etapas iniciales. Este enfoque se ha reconocido como un método efectivo para reducir el riesgo potencial para los pacientes y aumentar su seguridad, según lo recomendado por la *International Commission on Radiological Protection* [ICR01]. Sin embargo, muchos de los sistemas de dosimetría *in vivo* utilizados actualmente son costosos y requieren una considerable inversión de tiempo. Esto ha llevado a que no sean ampliamente adoptados en muchos centros de tratamiento o, en aquellos donde se utilizan, no se haga de la manera necesaria. Por lo tanto, es crucial continuar investigando

y desarrollando nuevos sistemas más asequibles y fáciles de usar. Además, es importante extender su aplicación a modalidades de radioterapia externa que emplean haces de rayos X de baja energía, así como a la braquiterapia, donde existen desafíos adicionales en su implementación práctica.

1.2. SISTEMAS DE DOSIMETRÍA

En radioterapia, la dosimetría tiene como objetivo medir y conocer la cantidad de radiación absorbida en el tejido irradiado. Este proceso implica tener en cuenta los datos anatómicos del paciente y la distribución de la dosis producidos en un medio homogéneo por uno o más haces de radiación con características específicas.

Para obtener la distribución de la dosis absorbida en un medio homogéneo, lo que conocemos como dosimetría física, se sigue una serie de pasos consecutivos. El primero y más importante es determinar la dosis absorbida en condiciones de referencia.

Existen diferentes métodos para realizar esta determinación, algunos de los cuales son complicados y costosos de implementar en un hospital. En la práctica, el método más adecuado es utilizar una cámara de ionización previamente calibrada en un laboratorio acreditado.

1.2.1. CÁMARAS DE IONIZACIÓN

En la actualidad, las cámaras de ionización abiertas al aire son uno de los sistemas dosimétricos más utilizados en radioterapia debido a su simplicidad y fiabilidad [Kno00, Sec14].

De manera simplificada, las cámaras de ionización están compuestas por dos partes principales: la cámara propiamente dicha, que es la zona sensible, y el tallo. El volumen sensible de aire se encuentra definido por tres electrodos: el electrodo de polarización, que está conectado directamente a uno de los polos de la fuente de tensión de polarización; el electrodo de colección, que está conectado a tierra a través de un circuito de baja impedancia y es responsable de recoger la carga o corriente generada en la cavidad de aire; y el electrodo de guarda, que también está conectado directamente a tierra y tiene como objetivo delimitar el volumen sensible de la cámara y evitar que el electrodo colector recoja corrientes indeseables generadas fuera de la cavidad de la cámara.

La cavidad de la cámara está llena de aire y la carga recolectada se debe a la ionización de las moléculas de aire por los electrones de alta energía generados por efecto fotoeléctrico, Compton o producción de pares en la pared de la cámara o en el maniquí. El campo eléctrico aplicado entre los electrodos hace que las cargas eléctricas generadas por la interacción de la radiación se muevan hacia los electrodos de signo contrario. Esto produce una corriente eléctrica en el circuito de detección que puede medirse con el electrómetro.

El tallo es la zona de las cámaras de ionización por donde pasan los cables de recogida de señal y de polarización. Es importante que esté fabricado con un material equivalente al medio donde se realiza la medición para evitar perturbaciones significativas, y que esté relleno de un material aislante sin espacios de aire donde puedan generarse corrientes indeseables.

En la construcción de una cámara de ionización, debe elegirse un tamaño adecuado para su uso. En general, para las aplicaciones de la radioterapia, debe ser lo suficientemente grande para que la carga recogida sea significativa, pero no demasiado grande para evitar perturbaciones en la fluencia del haz de radiación. Además, los materiales utilizados en la cámara deben ser homogéneos y tener propiedades similares al aire y al medio irradiado. Sin embargo, también es importante que la cámara sea lo bastante robusta para ser útil en el entorno hospitalario.

La cámara mostrada en la Figura 1.1 es un ejemplo que cumple satisfactoriamente con estas condiciones. Se trata de una cámara tipo Farmer, la cual ha sido ampliamente utilizada en la dosimetría de haces de fotones y electrones de alta energía durante décadas.

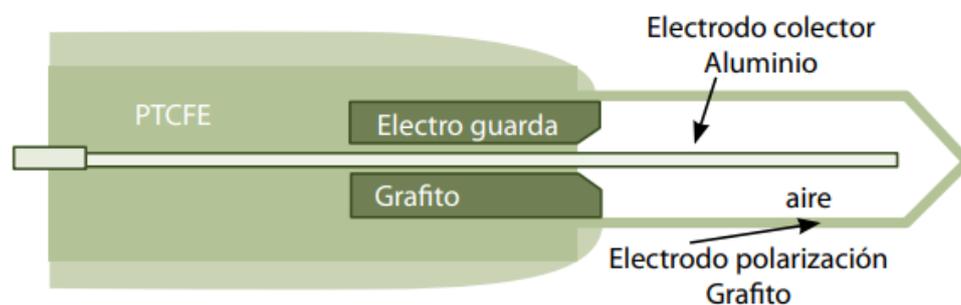


Figura 1.1: Esquema de una cámara de ionización cilíndrica tipo FARMER. Tomada de [Ser12].

Dado que las cámaras de ionización suelen fabricarse abiertas al aire, la masa del aire en el interior de la cavidad depende de la presión y la temperatura, además de la humedad. Por lo tanto, es necesario realizar correcciones teniendo en cuenta las condiciones atmos-

féricas en las que se llevó a cabo la medición. Por otra parte, presentan una dependencia con la energía y con la tasa de dosis absorbida baja.

1.2.2. DOSÍMETROS DE TERMOLUMINISCENCIA Y PELÍCULAS RADIOCRÓMICAS

Cuando ciertos materiales son expuestos a radiación, pueden retener parte de la energía absorbida en estados metaestables. Cuando esta energía se libera posteriormente en forma de radiación ultravioleta, visible o infrarroja, se dice que el material es luminiscente. La luminiscencia se divide en dos tipos según el tiempo transcurrido entre la estimulación y la emisión: si es inferior a 10^{-8} segundos se denomina fluorescencia, y si es mayor se llama fosforescencia. En el caso de la termoluminiscencia, el fenómeno ocurre cuando un material termoluminiscente, como ciertos cristales minerales, puede almacenar energía al ser expuestos a radiación ionizante y luego liberarla en forma de luz al calentarse. Desde 1953 se ha propuesto que este fenómeno puede ser utilizado para la detección de radiación [Ort96].

En una red cristalina inorgánica perfecta, existe una estructura de bandas característica compuesta por una banda de valencia y una banda de conducción separadas por una banda prohibida. Al introducir impurezas en la red cristalina, se crean estados intermedios en la banda prohibida. En un cristal termoluminiscente típico, se añaden impurezas aceptoras y donadoras para crear estados permitidos para los electrones cerca de la banda de conducción y la banda de valencia, respectivamente. Durante el proceso de sensibilización, la radiación ionizante excita los electrones de la banda de valencia, que luego se mueven a la banda de conducción y quedan atrapados en trampas creadas por las impurezas aceptoras. Al mismo tiempo, los huecos de la banda de valencia se desplazan y se recombinan con los electrones provenientes de las impurezas donadoras. A temperatura ambiente, estos electrones y huecos pueden permanecer en este estado durante largos períodos de tiempo.

La energía absorbida por el cristal puede ser medida al invertir el proceso de sensibilización. Al aumentar la temperatura, los portadores atrapados en los estados de la banda prohibida se excitan térmicamente y pueden escapar de esos estados y recombinarse. Este proceso de recombinación puede ocurrir liberando electrones desde la banda de conducción hacia estados intermedios, o liberando huecos desde la banda de valencia hacia estados intermedios.

La curva de emisión corresponde a la representación gráfica de la intensidad luminosa en función de la temperatura de calentamiento. Esta muestra tantos picos como niveles de trampas disponibles en el material termoluminiscente para aceptar electrones, y la altura de cada pico es proporcional al número de electrones que ocupan cada uno de los diferentes niveles de trampas.

Tanto la altura de los diferentes picos como la cantidad total de luz emitida pueden utilizarse como parámetros para la dosimetría. Para obtener la lectura de la dosis, es necesario devolver el cristal termoluminiscente a su estado inicial, donde hay huecos en las trampasceptoras y electrones en las donadoras. Debido a ello, estos dispositivos presentan la desventaja de que la lectura de la dosis no se queda grabada, pero al mismo tiempo permite reutilizar el cristal tantas veces como sea necesario.

Los materiales termoluminiscentes poseen una baja dependencia energética, no requieren un sistema externo para el almacenamiento de la dosis, lo que, junto con su amplio rango de dosis, los hace ampliamente utilizados como dosímetros, tanto en dosimetría personal como ambiental. El principal inconveniente que presentan es el complejo proceso de medición, que impide las mediciones en tiempo real.

Por otra parte, en el ámbito de la dosimetría en radioterapia también se utilizan las películas radiocrómicas. En particular, la película GafChromic EBT3 (Ashland Advanced Materials, EE.UU.) está compuesta por una lámina de poliéster transparente de 97 μm de espesor, recubierta de manera uniforme con una emulsión de gelatina que contiene cristales sensibles a la radiación con un tamaño de 17 μm . Esta emulsión tiene una composición similar al tejido equivalente y está protegida por otra capa de 3 μm .

La emulsión tiene una estructura de doble capa activa de 17 μm , separada por una capa protectora de 6 μm , lo que mejora la sensibilidad y resistencia del material. El material sensible utilizado es un monómero de diacetileno transparente que, al ser expuesto a radiación ionizante, se polimeriza y adquiere una coloración azul. La transmisión de la luz a través de la película se puede medir utilizando un densitómetro o un escáner de color recomendado por el fabricante.

Las ventajas de este tipo de detector en comparación con las películas radiográficas son su eliminación del proceso de revelado y fijado, lo que aumenta la fiabilidad de las medidas como dosímetro relativo, y su facilidad de uso al no ser sensible a la luz visible. Sin embargo, presenta una relación señal/ruido inferior y requiere filtros y múltiples lecturas para obtener resultados precisos debido a las polimerizaciones adicionales causadas por la luz ultravioleta durante el proceso de lectura. Estas características han generado cierta

controversia en su aplicación en algunos campos debido a la incertidumbre relativamente alta. Además, la falta de uniformidad espacial requiere correcciones en los escáneres.

Las películas radiocrómicas poseen una alta resolución espacial, relativamente baja variación en sensibilidad espectral y baja dependencia con la energía. Sin embargo, el proceso de calibración y lectura de la película radiocrómica es relativamente tedioso, similar al de las películas radiográficas. Se deben considerar la disposición relativa entre la película y el escáner, las orientaciones de polimerización privilegiadas y los parámetros adecuados de escaneo. La calibración debe tener en cuenta el rango de dosis absorbida, el número de puntos de calibración y el ajuste a la curva sensitométrica.

1.2.3. SISTEMAS BASADOS EN DISPOSITIVOS DE ESTADO SÓLIDO: DIODOS PIN Y MOSFET

Además de los dispositivos mencionados anteriormente, los dosímetros de semiconductor también son ampliamente utilizados en radioterapia [Sca98, Ram04, Sca04, Ros06, Sec14]. Su principio de funcionamiento se asemeja al de las cámaras de ionización, pero en lugar de utilizar un gas ionizable, emplean un semiconductor. Cuando la radiación ionizante incide sobre el dosímetro de semiconductor, se generan pares electrón-hueco en su interior, los cuales se separan mediante la aplicación de un campo eléctrico. Estos dispositivos tienen una sensibilidad mucho mayor que las cámaras de ionización, son más pequeños, más económicos y no requieren altas tensiones de polarización.

Desde principios de la década de 1980 se han utilizado los diodos de unión p-n de silicio para la dosimetría *in vivo* en radioterapia [Rik83a, Rik83b]. Estos dispositivos presentan ventajas significativas, como facilidad de uso, medición en tiempo real, alta reproducibilidad, alta sensibilidad y una resolución espacial muy alta. Sin embargo, en comparación con otros tipos de detectores, los diodos también tienen sus limitaciones. Una de ellas es la degradación de la sensibilidad con la dosis de radiación acumulada [Rik83a, Rik83b, Dix86, Shi95]. Otra limitación es la dependencia de la sensibilidad con la tasa de dosis instantánea [Rik83a, Gru93, Shi95]. La tasa de dosis instantánea se define como la tasa de dosis dentro de cada pulso de radiación, que suele ser mucho mayor que la tasa de dosis promedio en los aceleradores lineales de electrones.

Rikner y Grusell fueron pioneros en investigar la dependencia de la sensibilidad del diodo con la tasa de dosis absorbida. Rikner encontró que la sensibilidad de un diodo

tipo n aumentaba con la tasa de dosis instantánea después de cierta cantidad de dosis de radiación acumulada [Rik83a]. Posteriormente, también encontró que el diodo tipo p presentaba una menor dependencia con la tasa de dosis instantánea que el diodo tipo n [Rik83b].

Aunque el uso de dispositivos electrónicos semiconductores en dosimetría *in vivo* tiene una larga tradición en el campo de la radioterapia [Rui20], no se han utilizado de manera generalizada en la práctica clínica debido a su alto coste. En la mayoría de los casos, los dispositivos específicamente diseñados para dosimetría suelen estar fabricados mediante procedimientos que les confieren una elevada sensibilidad a la radiación. Ejemplos de estos dispositivos son los diodos PIN y los transistores RADFET.

El diodo PIN es un tipo de diodo de unión p-n que incluye una zona adicional sin dopar, conocida como zona intrínseca, ubicada entre las regiones p y n. Esta configuración p-i-n es la que le da su nombre. La presencia de esta zona intrínseca confiere al diodo una baja capacidad, lo que lo hace adecuado para su uso en altas frecuencias.

Cuando se aplica una polarización directa al diodo, se produce un aumento en la inyección de portadores minoritarios, lo que a su vez aumenta la conductividad de la zona intrínseca. Por otro lado, al aplicar una tensión inversa, la zona intrínseca se vacía completamente de portadores y el campo eléctrico a través de esta región se mantiene constante. Esto permite que el diodo PIN pueda soportar altas tensiones inversas sin sufrir daños.

Por otra parte, cuando se conecta un diodo a un electrómetro, no circula corriente a menos que fuentes externas, como la radiación ionizante, introduzcan un exceso de portadores minoritarios. El campo eléctrico a través de la unión p-n es mayor a 10^3 V/cm, lo que permite la recolección de portadores minoritarios generados por la radiación sin necesidad de una polarización externa.

La Figura 1.2 esquematiza la recolección de carga en un diodo de silicio utilizado para dosimetría *in vivo*. La radiación ionizante incidente genera pares electrón-hueco en todo el diodo. Los portadores minoritarios en exceso (electrones en la región p y huecos en la región n) se dirigen hacia la unión p-n.

La porción de portadores minoritarios en exceso que llega a la unión determina la longitud de difusión (L_p en la región n y L_n en la región p). Estos portadores son posteriormente barridos a través de la unión por el campo eléctrico y recolectados por el electrómetro.

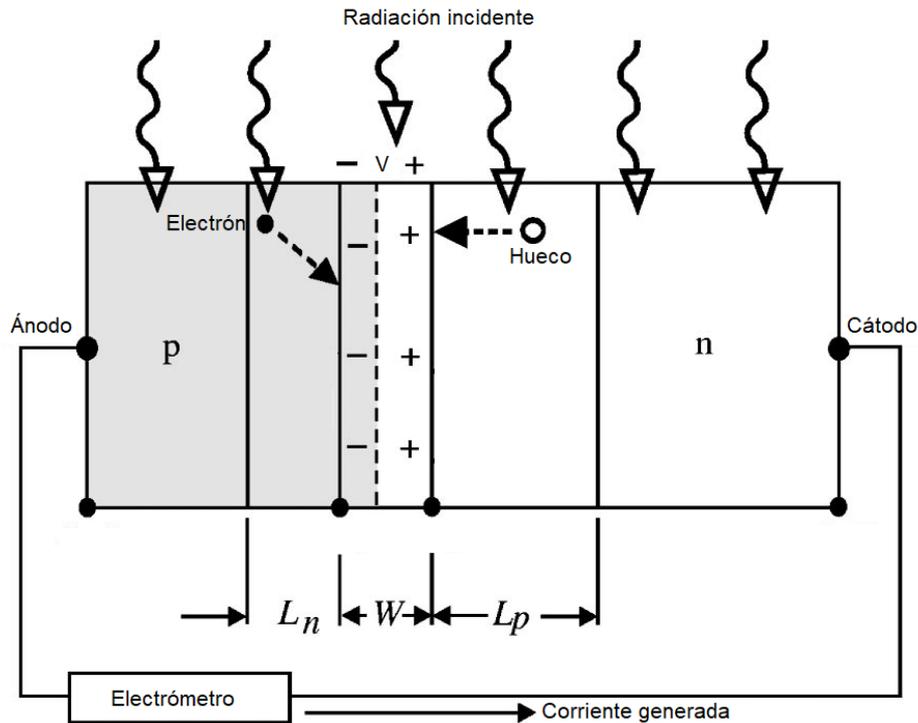


Figura 1.2: Esquema de un diodo de unión p-n de silicio como detector de radiación. El exceso de portadores minoritarios (electrones y huecos) generado por radiación dentro de una longitud de difusión, L_p en la región n y L_n en la región p (región sombreada), son capaces de circular hacia la unión p-n (anchura W). Posteriormente, son barridos a través de la unión por el campo eléctrico y, finalmente, son recolectados por el electrómetro. Tomada de [Shi95].

Por otro lado, el transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor, también denominado MOSFET por sus siglas en inglés (*metal-oxide-semiconductor field-effect transistor*), es un transistor utilizado para amplificar o conmutar señales electrónicas.

Para comprender el funcionamiento de un transistor MOSFET, vamos a analizar la estructura metal-óxido-semiconductor. En esta estructura, el primer elemento es un terminal que se conoce con el nombre de puerta (*gate*). La capa de óxido que le sigue generalmente está compuesta por dióxido de silicio (SiO_2). Aunque su espesor es muy delgado, actúa como una barrera para el paso de portadores a través de ella. Debajo del óxido se encuentra un semiconductor, generalmente silicio, que ha sido dopado, pudiendo ser un dopaje tipo n o tipo p. A este semiconductor se le denomina sustrato. Para entenderlo, vamos a considerar el caso de un sustrato tipo p, donde los portadores mayoritarios son los huecos y los portadores minoritarios son los electrones. En este caso, asumimos que el sustrato está conectado a tierra (0 V), mientras que aplicamos una tensión V_G al terminal de puerta.

Dependiendo del valor de la tensión V_G aplicada, se pueden presentar diferentes situaciones en cuanto a la carga eléctrica libre cerca de la interfaz entre el semiconductor y

el óxido. A esta zona cercana a la interfaz se le llama canal conductor. Las situaciones posibles son las siguientes:

- Acumulación: Ocurre cuando se aplica una diferencia de potencial alta, negativa para un semiconductor tipo p y positiva para un semiconductor tipo n. En esta situación, se produce una acumulación de portadores mayoritarios en la zona del canal conductor.
- Vaciamiento: En este caso no hay portadores libres en el canal conductor (que es la parte del semiconductor más cercana a la interfaz con el óxido).
- Inversión: Se refiere a la formación de una capa delgada de portadores minoritarios (electrones en un semiconductor tipo p y huecos en un semiconductor tipo n) con una concentración muy alta, mayor que la concentración de portadores mayoritarios en equilibrio. Esta capa se denomina capa de inversión.

Desde una perspectiva práctica, el régimen de inversión es especialmente interesante en un MOSFET, ya que mediante la tensión de la puerta podemos regular de manera precisa la cantidad de carga en el canal (es decir, la concentración de portadores minoritarios en esa zona) y, por lo tanto, su conductividad. Esto nos permite controlar si el transistor debe conducir la corriente o no.

El transistor MOSFET se construye agregando al sustrato dos zonas de dopaje opuesto, llamadas fuente y drenador. Estas zonas tienen un nivel alto de dopaje y están en contacto directo con el semiconductor. Dependiendo del tipo de dopaje del sustrato, se obtienen dos tipos de transistores MOSFET: los de canal n (con sustrato tipo p, donde la corriente se debe al movimiento de electrones en la capa de inversión) y los de canal p (con sustrato tipo n, donde la corriente es debida al movimiento de huecos en la capa de inversión). En la Figura 1.3 se muestra el diagrama esquemático de la estructura de un MOSFET tipo p y tipo n.

Por otro lado, un transistor RADFET es esencialmente un transistor MOSFET que ha sido optimizado para aumentar su sensibilidad a la radiación. Esto se logra utilizando un óxido de puerta de mayor espesor y fabricándolo mediante un proceso oxidativo que le confiere una mayor sensibilidad [Hol74, Ma89]. Aunque estos dos tipos de dispositivos son diferentes, ambos mejoran la sensibilidad al incrementar el volumen de la región sensible.

El coste de estos sistemas se reduciría considerablemente si fuera posible utilizar dispositivos comerciales que no estén fabricados *ex profeso* para dosimetría, lo cual ya se ha

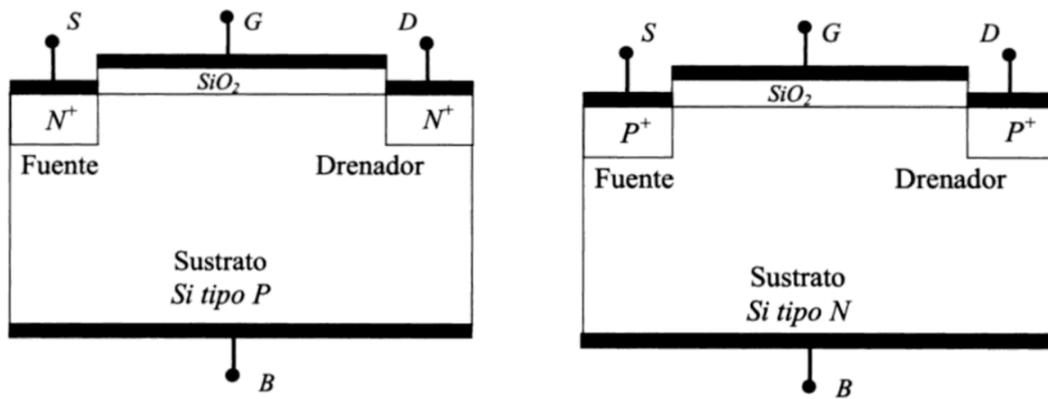


Figura 1.3: Estructura de un MOSFET. Tomada de [Fun06].

logrado con los transistores MOSFET [Car12, Mar16].

Los dispositivos de estado sólido ofrecen varias ventajas significativas, que incluyen:

- Alta sensibilidad relativa: Debido a su alta densidad, estos dispositivos permiten que la partícula ionizante pueda perder toda su energía en un recorrido corto. Esto resulta en una eficiencia por unidad de volumen muy elevada. Además, la energía necesaria para la producción de pares electrón-hueco es muy reducida en los dispositivos de estado sólido, lo que significa que el número de pares creados por cada fotón o partícula ionizante incidente es mayor en comparación con otros tipos de detectores.
- Rápida respuesta: Los dispositivos de estado sólido tienen una respuesta rápida, típicamente en el rango de 1 a 10 μ s. Esto se debe a la alta movilidad de los electrones libres en la banda de conducción y de los huecos en la banda de valencia. Además, el volumen de detección reducido contribuye a tiempos de recogida de portadores muy bajos, lo que resulta en una rápida respuesta del detector.
- Buena estabilidad mecánica.
- No necesitan polarización externa, o bien no es excesivamente elevada, como sí ocurre con las cámaras de ionización.
- Lectura inmediata.
- Tamaño reducido.

Además de las ventajas mencionadas anteriormente, los dispositivos de estado sólido también presentan algunos inconvenientes:

- Dependencia con la temperatura, la tasa de dosis absorbida y la energía. Estas dependencias deben ser consideradas y compensadas adecuadamente para obtener mediciones precisas.
- Requieren una conexión eléctrica durante la irradiación. Esto implica la necesidad de tener una fuente de alimentación y una conexión eléctrica estable durante todo el proceso de medición.

1.3. DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS PARA LA DETECCIÓN DE LUZ VISIBLE

Un sensor es un dispositivo que detecta un estímulo y genera una señal como respuesta. Los sensores se pueden clasificar en dos categorías: pasivos y activos. Los sensores pasivos generan directamente una señal como respuesta al estímulo sin requerir una fuente de energía adicional. Por otro lado, los sensores activos requieren una fuente de energía externa, conocida como señal de excitación, para su funcionamiento.

Los convertidores de luz a tensión se basan en la combinación de fotosensores y circuitos convertidores de corriente a tensión. Hay tres tipos principales de fotosensores utilizados: fotorresistencias, fotodiodos y fototransistores. La diferencia entre un fotodiodo y un fototransistor radica en la estructura del chip semiconductor. Los fotodiodos están formados por una unión p-n, mientras que los fototransistores tienen dos uniones. En el caso de los fototransistores, la corriente de base es generada por la luz y luego se amplifica mediante un transistor para producir la corriente de colector. Por lo tanto, se puede decir que un fototransistor es equivalente a un fotodiodo con un amplificador de corriente integrado.

1.3.1. FOTORRESISTENCIAS

Una fotorresistencia, también conocida como LDR por sus siglas en inglés (*light-dependent resistor*), es un componente electrónico que es sensible a la luz y cambia su resistencia cuando se expone a ella. Dicha resistencia puede variar en un amplio rango, disminuyendo a medida que la intensidad de la luz aumenta.

Cuando los fotones con energía superior a la banda prohibida son absorbidos por el material, se generan pares electrón-hueco tanto en las transiciones de banda a banda como en las transiciones que involucran niveles de energía prohibidos. Estos portadores de carga libre conducen la electricidad, lo que resulta en una disminución de la resistencia eléctrica, R_p . Por ello, en condiciones de oscuridad, la resistencia puede ser de varios megaohmios, mientras que en condiciones de luz intensa se reduce a unos pocos cientos de ohmios.

La sensibilidad de estos componentes también puede variar según la longitud de onda de la luz incidente. Las propiedades fotosensibles de las fotorresistencias se deben a los materiales semiconductores con los que están fabricadas. Aunque existen diferentes materiales disponibles, los más comunes son CdSe, CdS, InSb o PbS [Fra10, Sze21].

Se ha observado que la disminución de la resistencia de estos dispositivos a medida que aumenta la intensidad de la luz sigue un comportamiento en el que la inversa de la resistencia, $1/R_p$, es proporcional a la intensidad de la luz. También se ha encontrado un comportamiento no lineal similar frente a la tasa de dosis absorbida en presencia de radiación ionizante.

Para su funcionamiento, la fotorresistencia requiere de una fuente de alimentación, ya que su efecto se manifiesta mediante el cambio de resistencia eléctrica del material. En la Figura 1.4 se muestra un diagrama esquemático de una celda fotorresistiva, conectada con un electrodo en cada extremo del dispositivo. En condiciones de oscuridad, la resistencia del material es alta. Como resultado, una pequeña corriente de oscuridad, atribuida al efecto de la temperatura, fluye cuando se aplica una tensión V . Sin embargo, cuando la luz incide sobre la superficie de la fotorresistencia, circula una corriente i_p . Vamos a explicar el principio por el cual se produce un aumento en la corriente. Debajo de la banda de conducción en la estructura cristalina del semiconductor, hay un nivel donante, y por encima de la banda de valencia, hay un nivel aceptor. En condiciones de oscuridad, los electrones y los huecos se acumulan en sus respectivos niveles en la red cristalina, lo que resulta en una alta resistencia del semiconductor.

Cuando la luz incide sobre el dispositivo, los fotones son absorbidos, transfiriendo energía a los electrones en la banda de valencia. Esta energía desplaza a los electrones hacia la banda de conducción, generando huecos en la banda de valencia y, como consecuencia, aumentando la conductividad del material. Debido a que cerca de la banda de valencia hay un nivel aceptor separado que no puede capturar fácilmente los electrones libres en comparación con los huecos libres, la probabilidad de recombinación de electrones y huecos se reduce, lo que resulta en un mayor número de electrones libres en la banda de

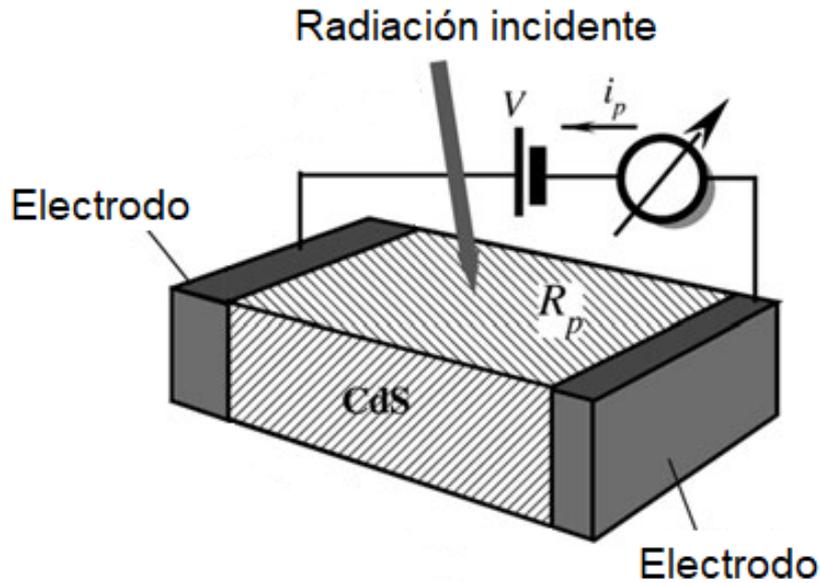


Figura 1.4: Estructura de una fotorresistencia. Tomada de [Fra10].

conducción. Para el CdS, que tiene una banda prohibida de energía de 2.41 eV, la longitud de onda del pico de absorción corresponde a $\lambda = c/\nu \simeq 515$ nm, que se encuentra en el rango del espectro visible. Por lo tanto, el CdS es sensible a la luz con longitudes de onda más cortas que 515 nm. Otros fotoconductores tienen diferentes longitudes de onda de pico de absorción. Por ejemplo, el Si y el Ge son más eficientes en el infrarrojo cercano.

La conductancia de un semiconductor está determinada por:

$$\Delta\sigma = ef(\mu_n\tau_n + \mu_p\tau_p), \quad (1.1)$$

donde μ_n y μ_p son la movilidad de los electrones libres y los huecos (cm/V·s), respectivamente, τ_n y τ_p son los tiempos de vida de los electrones libres y los huecos, e es la carga del electrón y f es el número de portadores generados por unidad de tiempo y de volumen. Para una celda de CdS, se tiene que $\mu_n\tau_n \gg \mu_p\tau_p$, por lo que la conductancia debido a los huecos es despreciable. Por tanto, el sensor es un semiconductor tipo n, y

$$\Delta\sigma = ef\mu_n\tau_n. \quad (1.2)$$

Podemos definir la sensibilidad de la fotorresistencia como

$$b = \frac{\tau_n}{t_t}, \quad (1.3)$$

donde $t_t = l^2/V\mu_n$ es el tiempo de tránsito del electrón entre los electrodos del sensor, l es la distancia entre electrodos y V la tensión aplicada. Por tanto,

$$b = \frac{\mu_n \tau_n V}{l^2}. \quad (1.4)$$

De las ecuaciones anteriores se deduce que, para aumentar la sensibilidad y reducir la resistencia de la celda fotorresistiva, es necesario reducir la distancia l entre los electrodos y aumentar el ancho del sensor. Esto sugiere que el sensor debe ser corto y ancho. En la práctica, esto se logra fabricando el sensor en forma de serpentina, como se muestra en la Figura 1.4.

En cuanto al proceso de fabricación, las células fotorresistivas se pueden clasificar en tres tipos: sinterizado, monocristalino y evaporado. Entre ellos, el tipo sinterizado ofrece una alta sensibilidad y una fabricación más sencilla de áreas sensibles más grandes, lo que se traduce en dispositivos de menor coste. La fabricación de células de CdS implica los siguientes pasos [Fra10]:

- Se mezcla polvo de CdS de alta pureza con las impurezas adecuadas y un agente de fusión.
- La mezcla se disuelve en agua.
- La solución en forma de pasta se aplica sobre la superficie de un sustrato cerámico y se deja secar.
- Los subconjuntos cerámicos se sinterizan en un horno de alta temperatura para formar una estructura multicristalina. Durante esta etapa, se forma una capa fotoconductor.
- Se conectan las capas de electrodos y se realizan las conexiones de cables.
- El sensor se encapsula en una carcasa de plástico o metal, con o sin una ventana.

Para adaptar la respuesta espectral de una fotorresistencia, se pueden realizar modificaciones en el polvo de CdS. Por ejemplo, agregando seleniuro o incluso reemplazando CdS por CdSe se puede desplazar la respuesta espectral hacia longitudes de onda más largas, como el naranja y el rojo.

La Figura 1.5 ilustra cómo se pueden utilizar estos dispositivos en circuitos. En el circuito (a) se muestra un interruptor de luz automático que se activa cuando la iluminación disminuye. El circuito (b) muestra un faro con un multivibrador de funcionamiento

libre que se activa en la oscuridad cuando la resistencia del dispositivo es alta. En estos circuitos, la fotorresistencia actúa como una resistencia cuyo valor varía en función de la intensidad de la luz incidente.

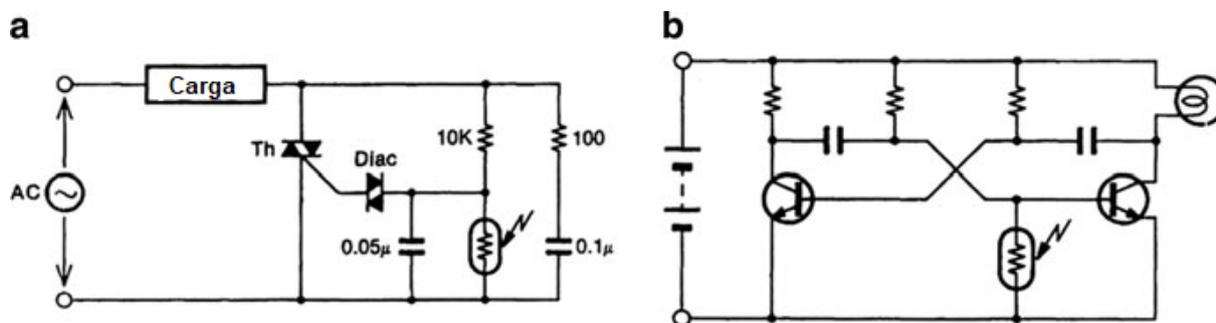


Figura 1.5: Ejemplos de aplicaciones de fotorresistencias como (a) interruptor de luz y (b) luz de faro. Tomada de [Fra10].

1.3.2. FOTODIODOS

Un fotodiodo es un dispositivo semiconductor que convierte la luz incidente en corriente eléctrica. Está diseñado específicamente para su uso en aplicaciones relacionadas con la detección de luz. El fundamento de funcionamiento de un fotodiodo se basa en el efecto fotoeléctrico y las propiedades de los materiales semiconductores.

Los fotodiodos están contruidos principalmente a partir de materiales semiconductores, como el silicio. Estos materiales tienen una estructura de bandas energéticas en la cual existe una banda de valencia (nivel de energía ocupado por los electrones) y una banda de conducción (nivel de energía libre para la conducción de electrones). Entre las dos bandas se encuentra una banda de energía prohibida.

Cuando la luz incide sobre el fotodiodo, los fotones interactúan con los átomos del material semiconductor. Si la energía de los fotones es suficiente para superar la banda de energía prohibida, pueden transferir su energía a los electrones que se encuentran en la banda de valencia, liberándolos y permitiendo que se muevan hacia la banda de conducción. Como resultado, se genera una corriente eléctrica en el fotodiodo. La cantidad de corriente generada depende de la intensidad de la luz incidente y de la eficiencia del material semiconductor para convertir la energía luminosa en corriente eléctrica.

Esta propiedad unidireccional del fotodiodo permite utilizarlo en aplicaciones donde se requiere la detección de luz y la generación de señales eléctricas proporcionales a la intensidad luminosa.

El funcionamiento básico de un fotodiodo se puede describir de la siguiente manera. Cuando una unión p-n está polarizada en directa (es decir, el lado positivo de una fuente de tensión está conectado a la región p), y se expone a la luz, la corriente generada por la luz es insignificante en comparación con la corriente en directa. En otras palabras, la corriente de polarización es mucho mayor que la corriente generada por la luz, lo que hace que el fotodiodo no sea útil como detector de luz en este modo, pero sí como sensor de temperatura; en este efecto nos hemos basado para realizar la compensación térmica. Sin embargo, si la unión se polariza en inversa (como se muestra en la Figura 1.6), la corriente aumenta significativamente cuando incide luz sobre el semiconductor. Los fotones que inciden sobre el fotodiodo generan pares electrón-hueco en ambos lados de la unión.

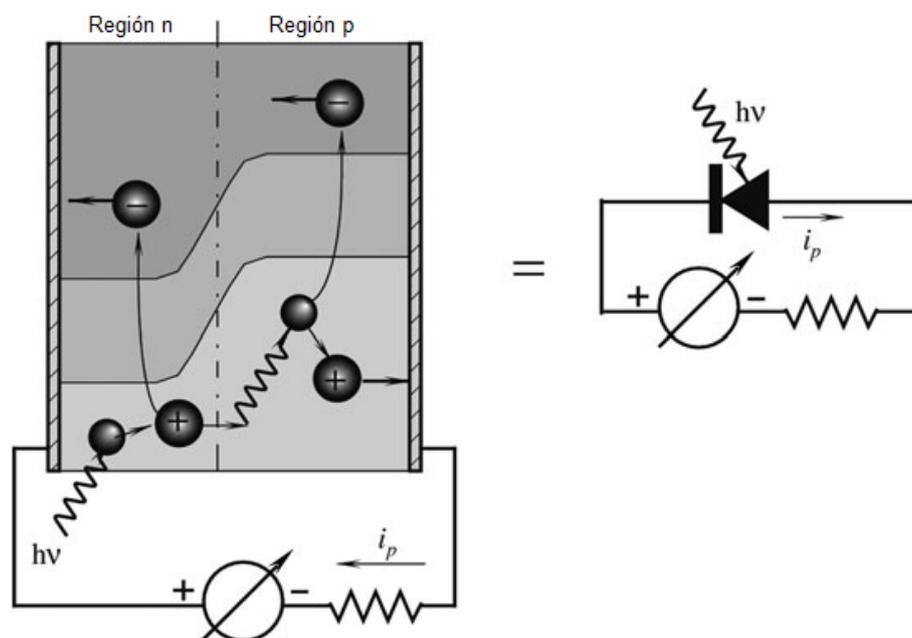


Figura 1.6: Estructura de un fotodiodo. Tomada de [Fra10].

Cuando los electrones son excitados y alcanzan la banda de conducción, se desplazan hacia el lado positivo de la fuente de tensión. Al mismo tiempo, los huecos resultantes se desplazan hacia el lado negativo, dando lugar a la circulación de una fotocorriente, i_p . En ausencia de luz, la corriente de oscuridad, i_0 , es mayor a mayores tensiones en valor absoluto, es decir, más negativas, y se debe principalmente a la generación térmica de portadores de carga. En resumen, un circuito eléctrico equivalente a un fotodiodo con polarización inversa está formado por dos fuentes de corriente y un circuito RC, como se muestra en la Figura 1.7.

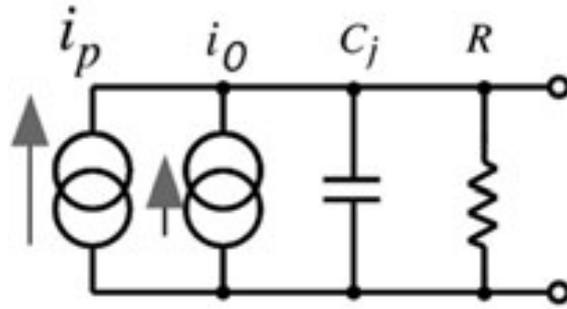


Figura 1.7: Circuito equivalente de un fotodiodo. Tomada de [Fra10].

Dependiendo de la polarización aplicada, el fotodiodo puede funcionar en dos modos: fotovoltaico (PV) o fotoconductor (PC).

En el modo fotovoltaico el fotodiodo no está polarizado, y se genera una pequeña tensión de salida cuando incide luz.

En el modo fotoconductor, el fotodiodo se polariza en inversa, lo que crea una región de agotamiento en la unión p-n. Cuanto mayor sea la polarización inversa, es decir, la tensión aplicada, más amplia será la región de agotamiento. Esta amplia región de agotamiento reduce la capacidad del fotodiodo, lo que resulta en tiempos de respuesta más rápidos. Sin embargo, este modo puede presentar niveles de ruido más altos, por lo que puede ser necesario limitar el ancho de banda. El modo fotoconductor es el que utilizaremos para nuestro estudio.

En el modo fotovoltaico, al no aplicar ninguna tensión de polarización, no se genera corriente de oscuridad y se reduce el ruido térmico. Además, la sensibilidad es menor en este modo debido al campo eléctrico más bajo en la unión, el cual es responsable de separar los pares electrón-hueco generados por la radiación.

Al utilizar un fotodiodo en modo fotovoltaico, es importante tener en cuenta su alta capacidad, C_j , ya que puede limitar la velocidad de respuesta del circuito. En la operación con carga resistiva directa, el ancho de banda del fotodiodo está principalmente limitado por su capacidad interna, C_j . En este caso, el fotodiodo actúa principalmente como una fuente de corriente, y la derivación de la fuente se realiza a través de una alta resistencia, R , junto con la capacidad del diodo. La capacidad puede variar en el rango de 2 a 20000 pF, y depende principalmente del área del diodo. En paralelo con la derivación, se encuentra la capacidad de entrada del amplificador, lo que resulta en una capacidad de entrada combinada, C . La red de entrada neta determina la atenuación de la respuesta del circuito

de entrada.

Para evitar el efecto de la capacidad de entrada, se emplea un convertidor de corriente a tensión (I/V), como se muestra en la Figura 1.8.

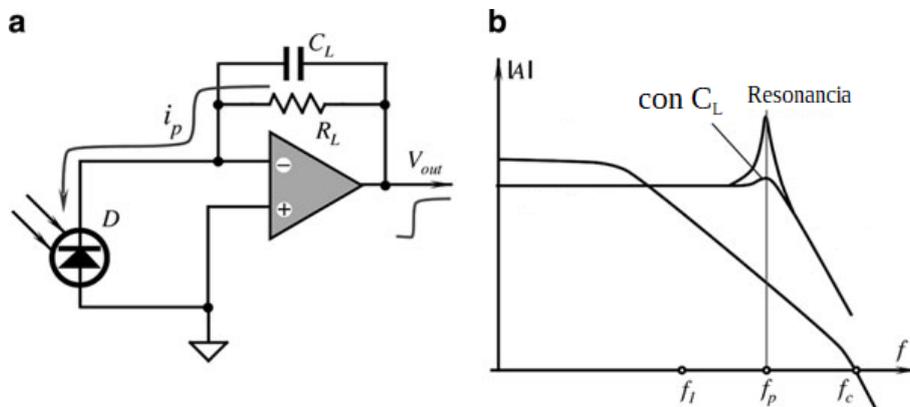


Figura 1.8: (a) Uso del convertidor de corriente a tensión; (b) característica de frecuencia. Tomada de [Fra10].

El amplificador, junto con su resistencia de realimentación, R_L , cumple la función de convertir la corriente del fotodiodo en una tensión de salida regulada con alta linealidad. Además, se agrega un condensador de realimentación, C_L , al circuito con el fin de limitar el ancho de banda para así reducir la contribución del ruido a más alta frecuencia. Es importante destacar que un amplificador ideal mantiene ambas entradas a la misma tensión, lo que se conoce como “tierra virtual” en el caso de la entrada inversora que no está directamente conectada a tierra.

La operación del fotodiodo se lleva a cabo con una tensión prácticamente nula entre sus terminales. Esto no solo mejora la linealidad de la respuesta, sino que también evita cargar el condensador del diodo.

En el modo de operación fotoconductor (PC), que es el que usaremos, se aplica una tensión de polarización inversa al fotodiodo para incrementar la sensibilidad, reduciendo así la recombinación. Esto conlleva una región de agotamiento más amplia, una capacidad de unión, C_j , más reducida, una menor resistencia en serie, un tiempo de subida más corto y una respuesta lineal en la fotocorriente dentro de un amplio rango de intensidades de luz. No obstante, a medida que se incrementa la polarización inversa, también aumenta el ruido de disparo debido al incremento en la corriente de oscuridad. La Figura 1.9 ilustra el diagrama del circuito correspondiente al modo PC.

Por otra parte, el fotodiodo se puede utilizar en dos modos: modo tensión y modo corriente. En el modo tensión, se conecta el fotodiodo a una resistencia muy alta ($10^7 -$

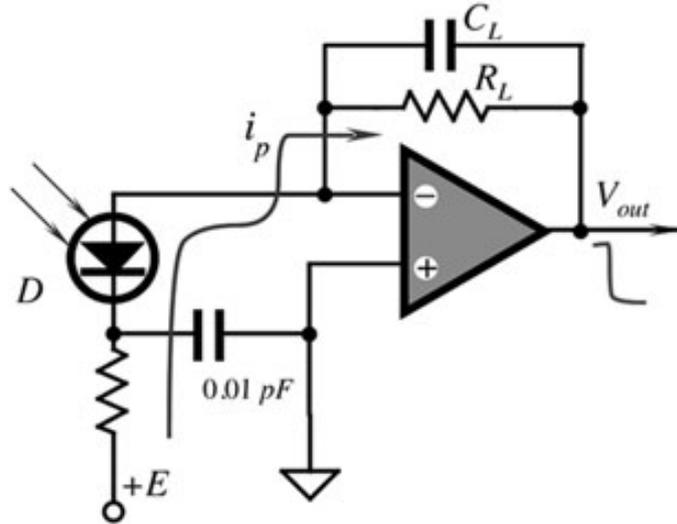


Figura 1.9: Diagrama de circuito del modo de operación fotoconductor. Tomada de [Fra10].

$10^9 \Omega$) y a un amplificador de tensión. En este modo, el diodo funciona como una fuente de tensión cuya magnitud es proporcional a la intensidad de la luz incidente. La tensión se genera a partir de la fotocorriente que circula a través de la resistencia de unión interna.

En el modo corriente, el fotodiodo se encuentra virtualmente en cortocircuito y la corriente generada se dirige hacia un convertidor de corriente a tensión. Este es el modo que utilizaremos con los dispositivos bajo estudio.

La Figura 1.10 muestra el circuito equivalente del fotodiodo. Como se puede apreciar, este circuito consta de un generador de corriente, un diodo rectificador, una resistencia de unión, R_j , un condensador de unión, C_j , y una resistencia en serie, R_s . El generador de corriente produce una fotocorriente que es proporcional al flujo de fotones incidentes.

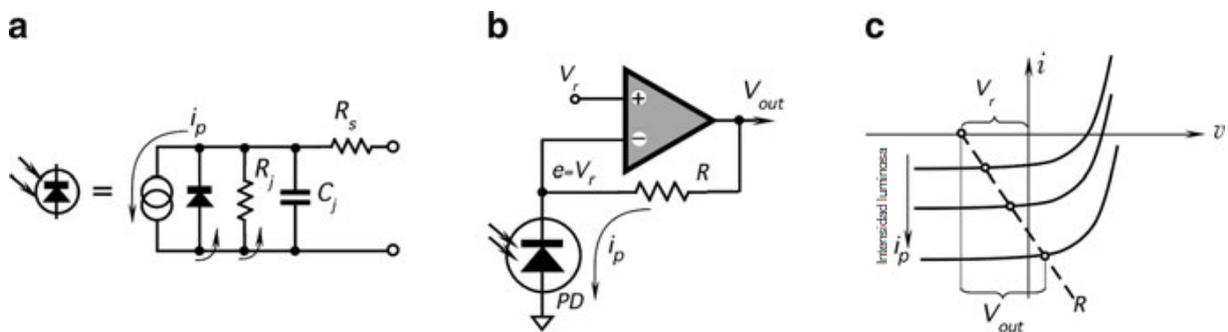


Figura 1.10: (a) Circuito equivalente de un fotodiodo; (b) fotodiodo polarizado inversamente con un convertidor de corriente a tensión; (c) diagrama de carga del circuito. Tomada de [Fra10].

En la Figura 1.10 se muestra también un circuito que incluye un amplificador operacional. La tensión V_r se utiliza para polarizar en inversa el fotodiodo.

Cabe destacar que la eficiencia de la conversión directa de energía óptica en energía eléctrica es bastante baja. Por lo general, se encuentra en un rango de alrededor del 5 al 10 %.

En la actualidad, existen dispositivos integrados conocidos como convertidores de luz a tensión, que constan de fotodiodos y circuitos electrónicos de interfaz. Estos dispositivos incluyen tanto el fotodiodo como un convertidor de corriente a tensión. Ejemplos de estos dispositivos son los fotodiodos S1227-66BR y S1227-1010R (Hamamatsu Photonics, Japón).

Como se ha mencionado, el fotodiodo convierte directamente los fotones en portadores de carga, generando un par electrón-hueco por cada fotón. Los fototransistores, además de realizar esta conversión, ofrecen una ganancia de corriente, lo que resulta en una sensibilidad mucho mayor. La unión base-colector del fototransistor es un diodo polarizado inversamente, tal como se ha descrito previamente. Si el transistor está conectado a un circuito con una fuente de tensión, circula una corriente fotoinducida a través del circuito, incluyendo la región base-emisor. Esta corriente se amplifica en el transistor de la misma forma que en un transistor convencional, lo que produce un aumento significativo en la corriente del colector.

En la Figura 1.11 se representan las bandas de energía del fototransistor. La corriente de base, inducida por los fotones, retorna al colector a través del emisor y el circuito externo. Al hacerlo, los electrones son suministrados a la región de la base por el emisor, donde son atraídos hacia el colector por el campo eléctrico. La sensibilidad de un fototransistor depende de la eficiencia cuántica del diodo colector-base y de la ganancia de corriente continua del transistor. Por lo tanto, la sensibilidad general está determinada por la corriente del colector.

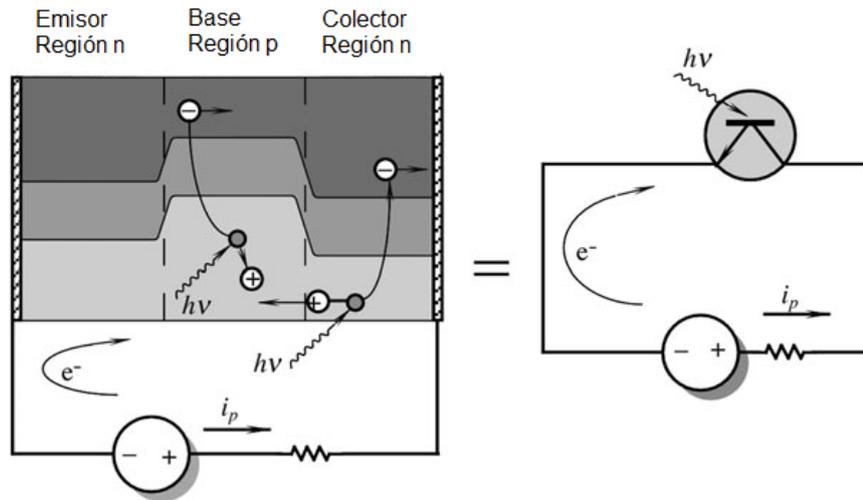


Figura 1.11: Bandas de energía en un fototransistor. Tomada de [Fra10].

Cuando el fototransistor está expuesto a cambios en la temperatura ambiente, la corriente del colector varía de forma lineal, con una pendiente positiva de aproximadamente 0.667% por °C. Esta pendiente se debe principalmente al aumento de la ganancia de corriente con la temperatura, ya que el coeficiente de temperatura de la fotocorriente de la base del colector es solo del 0.1% por °C [Fra10].

La familia de características de corriente del colector frente a la tensión del colector es muy similar a la de un transistor convencional. Esto implica que los circuitos con fototransistores pueden diseñarse utilizando los métodos regulares de las técnicas de circuitos de transistores, excepto que la base del fototransistor debe utilizarse como entrada de una corriente fotoinducida suministrada por su colector.

Dado que la generación de portadores ocurre en la región colector-base, cuanto mayor sea el área de esta región, se generarán más portadores. Por lo tanto, el fototransistor está diseñado para tener un área grande expuesta a la luz incidente. Un fototransistor puede ser un dispositivo de dos o tres terminales. Sin embargo, es más común utilizar un dispositivo de dos terminales como fotodetector.

Por otra parte, es posible utilizar los fotodiodos y fototransistores con centelleador. Los centelleadores son materiales que muestran luminiscencia cuando se excitan con radiación ionizante. Durante este proceso, una fracción de la energía depositada por la radiación primaria se convierte en luz, la cual posteriormente se convierte en una señal eléctrica. El centelleo se produce debido a la fluorescencia atómica o molecular generada por la radiación excitante. Cuando la radiación es absorbida, parte de la energía inicial se disipa

en forma de vibraciones de la red, y los fotones fluorescentes emitidos son característicos del material, abarcando un rango que va desde el ultravioleta hasta el rojo. En la Figura 1.12 se muestra un fotodiodo de silicio acoplado a un centelleador de CsI.

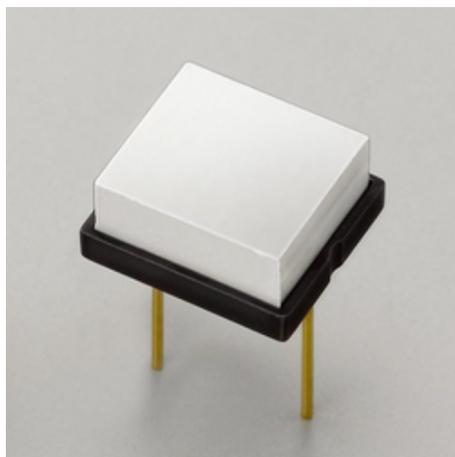


Figura 1.12: Fotodiodo de silicio S8559 (Hamamatsu Photonics, Japón). Tomada de [Ham23].

En el proceso de detección, los fotones emitidos por el centelleador inciden en un fotocátodo, donde generan una corriente eléctrica en un circuito. Sin embargo, la corriente generada en el fotocátodo es generalmente débil y requiere amplificación para su detección y análisis. Una técnica común para amplificar la señal es utilizar un fotomultiplicador.

Tanto los centelleadores orgánicos como los inorgánicos se utilizan en una amplia variedad de aplicaciones, aprovechando sus propiedades de luminiscencia y detección de radiación ionizante.

Vamos a explicar el fundamento de estos detectores. Cuando la radiación ionizante incide sobre un material centelleador, se convierte en luz visible. Posteriormente, un detector de semiconductor convierte la luz visible en corriente eléctrica.

Para que un centelleador sea considerado efectivo, debe cumplir ciertos requisitos:

- Debe tener la capacidad de transformar la mayor fracción posible de la energía de la radiación incidente en fluorescencia instantánea.
- El rendimiento luminoso del centelleador debe ser proporcional a la energía depositada por la radiación.
- La luminiscencia producida por el centelleador debe tener una duración corta, es decir, emitir luz de manera rápida.
- El material del centelleador debe ser homogéneo y de buena calidad óptica para asegurar una detección precisa.

Es importante destacar que no existe un material centelleador que cumpla todas estas condiciones de manera perfecta. Por lo tanto, la elección de un centelleador en particular involucra un compromiso entre las propiedades y características deseadas para una aplicación específica.

1.3.3. DISPOSITIVOS DE DETECCIÓN DE LUZ VISIBLE UTILIZADOS COMO SENSORES DOSIMÉTRICOS

Como se ha indicado con anterioridad, una fotorresistencia es un dispositivo semiconductor cuya resistencia varía en función de la intensidad de la luz incidente. Del mismo modo que se obtiene una dependencia aproximadamente lineal de $1/R$ con la intensidad luminosa, se puede obtener una dependencia similar en el caso de la radiación ionizante, en este caso dependiente de la tasa de dosis absorbida [Dee60, Sol93].

Recientemente, se ha iniciado el estudio del uso de fotodiodos y fototransistores como posibles sensores de radiación [San02, And15, Rom15], y en algunos casos se ha llegado al registro de las dosis absorbidas en pruebas de radiodiagnóstico [Aoy02]. Estos dispositivos tienen la capacidad de generar una corriente inversa cuando son expuestos a radiación, generalmente en el rango de la radiación visible o infrarroja. Esta corriente inversa puede amplificarse utilizando un transistor bipolar, lo que da lugar a los fototransistores.

Los fotodiodos y los fototransistores generan una corriente de oscuridad en ausencia de luz. Sin embargo, algunos autores han observado variaciones en esta corriente de oscuridad en ciertos fotodiodos y fototransistores cuando son sometidos a radiación ionizante. Estas variaciones son proporcionales a la tasa de dosis absorbida [Aoy02, Pas11]. Además, se ha observado que el coeficiente de proporcionalidad entre la tasa de dosis absorbida y la corriente de oscuridad puede depender de varios factores, incluyendo la energía del haz incidente [San08].

Motivación y objetivos

Como se ha indicado en el capítulo anterior, tanto las fotorresistencias usadas para la detección de luz visible como los fotodiodos pueden ser usados como detectores de radiación ionizante.

El objetivo de este trabajo es caracterizar fotorresistencias y fotodiodos fabricados para la detección de luz visible como sensores dosimétricos para la radiación ionizante. Además, en el caso de las fotorresistencias, se busca la posibilidad de medir la respuesta de estos dispositivos frente a la radiación utilizando un electrómetro clínico, como el utilizado con las cámaras de ionización. Esto permitiría reducir significativamente el coste del sistema de medición completo, eliminando la necesidad de un sistema de lectura específico.

Para ello, se estudian diferentes modelos comerciales, de los cuales se seleccionarán aquellos que posean las mejores características para nuestro propósito. Una vez realizada la selección, se procederá a su caracterización térmica y dosimétrica.

Por lo tanto, se plantean los siguientes objetivos para la consecución del presente trabajo:

- Objetivo general:

Obtener sistemas dosimétricos basados en dispositivos electrónicos de bajo coste destinados a la detección de luz visible, como son fotorresistencias y fotodiodos.

- Objetivos específicos:

1. Selección de candidatos a sensores dosimétricos: Dentro de la gran variedad de fotorresistencias, fotodiodos y fototransistores habrá que seleccionar en primer lugar, mediante sus características eléctricas, aquellos que *a priori* presenten

mejores cualidades para la detección de radiación ionizante. A continuación, se realizarán unos primeros ensayos de caracterización dosimétrica para continuar el trabajo de caracterización más profundo con dos o tres modelos como máximo.

2. Caracterizar térmicamente los sensores y establecer modelos de compensación térmica: Teniendo en cuenta que la temperatura es la fuente de incertidumbre de mayor importancia en los dispositivos basados en semiconductor, se hace necesario modelar la dependencia térmica y aplicar técnicas de corrección para reducir la incertidumbre asociada.
3. Caracterizar dosimétricamente los sistemas bajo estudio: Para ello, se realizarán los diferentes ensayos en cuanto a dependencia con la tasa de dosis absorbida o con el ángulo de incidencia, entre otras magnitudes, para establecer los márgenes de uso y coeficientes de corrección en su caso.

Materiales y métodos

3.1. UNIDADES DE IRRADIACIÓN

Para llevar a cabo la irradiación de los dispositivos estudiados, se utilizaron los aceleradores lineales de electrones Mevatron KDS (Siemens, Alemania), Artiste (Siemens, Alemania) e Infinity (Elekta, Suecia), que están o han estado disponibles en el Hospital Universitario Clínico San Cecilio de Granada (Figuras 3.1 y 3.2). Se emplearon haces de rayos X de 6 MV y 18 MV para las irradiaciones.



Figura 3.1: Acelerador lineal de electrones Siemens Artiste del Hospital Universitario Clínico San Cecilio de Granada.



Figura 3.2: Acelerador lineal de electrones Elekta Infinity del Hospital Universitario Clínico San Cecilio de Granada.

Los aceleradores lineales de electrones son dispositivos utilizados en tratamientos de radioterapia para producir haces de electrones y fotones de diferentes energías, seleccionando la más apropiada para cada caso.

El acelerador consta de un sistema de inyección de electrones o cañón que introduce los electrones en la guía de ondas aceleradora. Esta guía de ondas recibe microondas generadas por el sistema generador de radiofrecuencias de alta potencia, las cuales aceleran los electrones. El modulador suministra pulsos de alta frecuencia al cañón y al generador de radiofrecuencias de manera sincronizada. Los pulsos suministrados al cañón tienen un voltaje de alrededor de 15 a 45 kV, mientras que los suministrados al generador de radiofrecuencias son de aproximadamente 120 kV. Al variar la frecuencia de los pulsos, es posible controlar la tasa de dosis administrada.

Para generar un haz de fotones de alta energía, los electrones impactan contra un blanco compuesto por un metal pesado, lo que produce radiación de frenado. Con el fin de adaptar el haz de radiación al área a tratar, el acelerador cuenta con un sistema de colimación. Este sistema está formado por un conjunto de láminas que se mueven de manera independiente para ajustar la forma adecuada del haz.

3.2. ELECTRÓMETROS CLÍNICOS

Las cargas eléctricas generadas en los sistemas de dosimetría son muy pequeñas y se requiere un dispositivo altamente sensible llamado electrómetro para detectar y medir estas cargas. Un electrómetro es un dispositivo electrónico que se utiliza para medir corrientes extremadamente pequeñas, del orden de 10^{-8} a 10^{-15} A. Normalmente, se combina con una fuente de tensión que se emplea para aplicar una diferencia de potencial entre los dos electrodos del detector. En la práctica, se suele referir al conjunto de ambos componentes como electrómetro. El electrómetro puede proporcionar mediciones tanto de carga eléctrica como de intensidad de corriente. La medición de carga eléctrica será proporcional a la magnitud que se está midiendo y para la cual el detector y el electrómetro están calibrados, mientras que la medición de la intensidad de corriente será proporcional a su tasa. A diferencia de los galvanómetros, los electrómetros no utilizan campos magnéticos para medir la corriente.

Para realizar nuestras mediciones se empleó el electrómetro PC Electrometer (Sun Nuclear, EE.UU.), un dispositivo de doble canal especialmente diseñado para la dosimetría en condiciones de referencia. Este sistema destaca por su precisión y comodidad, con un tamaño compacto, ligero (0.4 kg) y un tiempo de calentamiento de unos pocos minutos. Además, su funcionamiento se realiza de manera completa a través de USB, sin necesidad de utilizar baterías.



Figura 3.3: Electrómetro PC Electrometer (Sun Nuclear, EE.UU.).

Con este electrómetro es posible exportar la corriente en función del tiempo a un

archivo de texto, lo que nos brinda la flexibilidad de explotar los datos según nuestras necesidades y preferencias. Además, ofrece una amplia gama de tensiones, desde -400 V hasta +400 V en incrementos de 1 V, y puede manejar corrientes de hasta 50 nA. La Figura 3.3 muestra una imagen del electrómetro utilizado.

3.3. UNIDAD LECTORA

Para algunas de las medidas realizadas en este trabajo se ha modificado una unidad lectora desarrollada anteriormente por nuestro grupo para su empleo con dosímetros basados en MOSFET [Car12]. Dicha unidad lectora (ver el diagrama de la Figura 3.4) consta de tres bloques funcionales: la interfaz de usuario, la unidad central del microcontrolador (MCU) con una memoria externa y el circuito analógico. La interfaz de usuario incluye una pantalla LCD, un teclado y los circuitos necesarios para la conexión al ordenador a través de un puerto USB. Se incluye una memoria EEPROM para almacenar diferentes parámetros de hasta 256 módulos sensores diferentes. Cada módulo de sensor debe identificarse ingresando su número de identificación (ID) usando el teclado para la puesta a cero y para las mediciones de dosis.

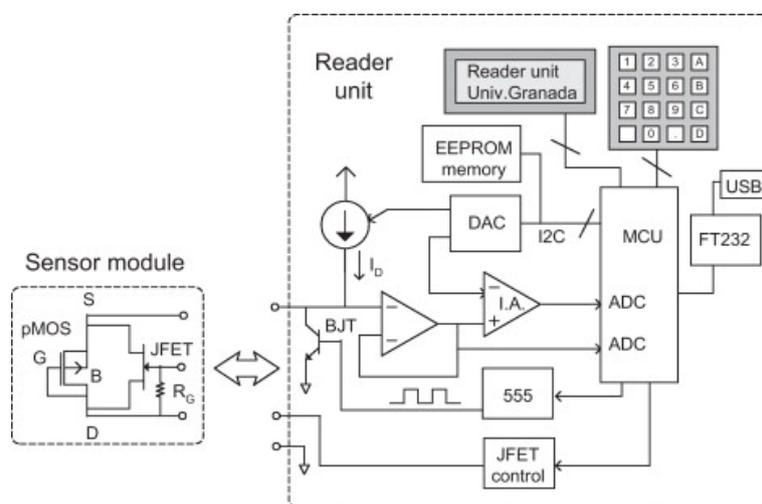


Figura 3.4: Diagrama de bloques de la unidad lectora y el módulo sensor. Tomada de [Car12].

Como podemos ver en la Figura 3.4, la polarización del MOSFET la proporciona una fuente de corriente programable. Su corriente de salida es controlada por la MCU con un convertidor digital-analógico (DAC). Se utilizó el convertidor DAC8551 (Texas Instruments, EE.UU.) porque tiene una resolución de 16 bits, dos canales de salida y

un puerto de comunicación I2C. Además, se pueden aplicar corrientes de drenador en el modo de conmutación para reducir el ruido $1/f$ y mejorar la linealidad. Para ello, se desvía la corriente utilizando un transistor bipolar (BJT) controlado por una señal pulsada generada por un temporizador 555.

La tensión de la fuente está conectada a la entrada no inversora de un amplificador de instrumentación (IA) con una etapa reguladora para el desacoplamiento de impedancia. El segundo canal del DAC está conectado a la entrada inversora del IA para aumentar la resolución del sistema (ver Figura 3.4). Para cada corriente de drenador, el cálculo de los cambios de tensión de la fuente se realiza como sigue [Car12]:

1. Antes de la irradiación, para la puesta a cero, se detecta la tensión en ausencia de radiación, y el microcontrolador calcula la tensión de salida del DAC necesaria para reducir la salida del IA por debajo de decenas de milivoltios.
2. Tras la irradiación y la estabilización de la carga en el transistor pMOS, se puede medir la dosis. El ID del sensor se introduce en el teclado y se mide la tensión de la fuente tras la irradiación. Posteriormente, se amplifica con un factor G , correspondiente a la ganancia del IA.
3. Restando las salidas del IA de los dos pasos anteriores, se puede calcular el cambio de tensión con un factor de amplificación G . Los valores de corriente programados y los parámetros de calibración se cargan desde la EEPROM y se calcula la dosis. Finalmente, los resultados se muestran en la pantalla o se pueden descargar a un ordenador.

El sistema de lectura consta de dos módulos. El primer módulo es una interfaz diseñada específicamente para este estudio. Tiene dos funciones principales: en primer lugar, polarizar el dispositivo en estudio mediante un divisor de tensión, y en segundo lugar, convertir la corriente de salida del dispositivo en una señal de tensión utilizando un amplificador de transimpedancia basado en el amplificador operacional TL072 (Texas Instruments, EE.UU.) con una resistencia de realimentación de $4.7\text{ M}\Omega$. Esta configuración se muestra en la Figura 3.5.

La salida del módulo de interfaz está compuesta por un filtro paso bajo con un condensador en paralelo de 220 pF , y el nivel de la señal se adapta para que sea compatible con la entrada de nuestra unidad de lectura.

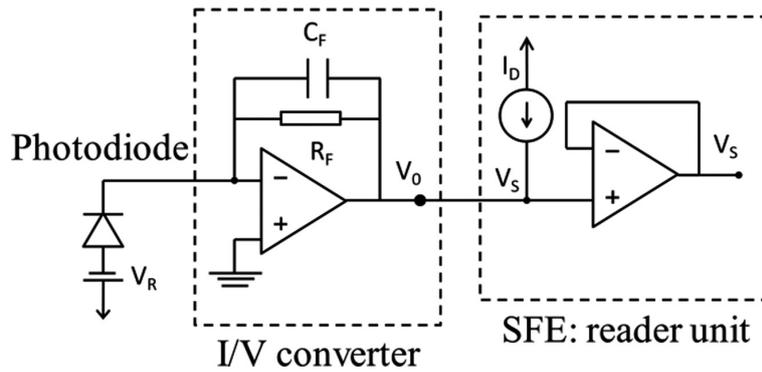


Figura 3.5: Esquema del convertidor de corriente a tensión del módulo de interfaz y el extremo frontal del sensor de la unidad lectora. Tomada de [Rui21].

La tensión de polarización, $V_R = 10$ V, se generó utilizando la salida de un inversor DC-DC basado en el controlador PWM MC3463 (Texas Instruments, EE.UU.) Este módulo proporciona una tensión de -12 V que se divide, filtra y regula mediante el amplificador operacional LM358 (Texas Instruments, EE.UU.).

La unidad lectora previamente desarrollada incluye un extremo frontal del sensor (SFE), que consiste en una unidad monitora fuente. El SFE inyecta una corriente de drenador (I_D) en el terminal de entrada y mide la correspondiente tensión (V_S), como se muestra en la Figura 3.5. La fuente de corriente se configuró en su valor mínimo ($10 \mu\text{A}$), y esta corriente fue absorbida por el amplificador operacional sin afectar la medición de la tensión. La tensión de la fuente (V_S) se digitalizó utilizando el convertidor analógico a digital de 16 bits ADS8320 (Texas Instruments, EE.UU.), logrando una resolución de 0.4 mV para el canal estándar y 0.02 mV para el canal amplificado. Dado que la resistencia de realimentación en el módulo de interfaz como convertidor de corriente a tensión era de $4.7 \text{ M}\Omega$, la resolución teórica de corriente sería de 80 pA. Sin embargo, el ruido electrónico del circuito impide alcanzar este valor teórico. Por lo tanto, se realizaron mediciones de corriente continua en las condiciones experimentales, y la incertidumbre experimental se calculó como dos veces la desviación estándar, lo que resultó en una resolución experimental de corriente de 200 pA, que es suficiente para este estudio.

Para rediseñar la unidad lectora desarrollada por nuestro grupo para transistores MOS-FET [Car12], se añadió un nuevo módulo lector para dispositivos optoelectrónicos. Este módulo consiste en un convertidor de corriente a tensión basado en un amplificador operacional TL072 (Texas Instruments, EE.UU.), que cuenta con un filtro paso bajo para eliminar los ruidos provenientes de la red eléctrica (Figura 3.6), y un módulo de polarización que utiliza el DCDC conmutado MC34063 (Texas Instruments, EE.UU.).

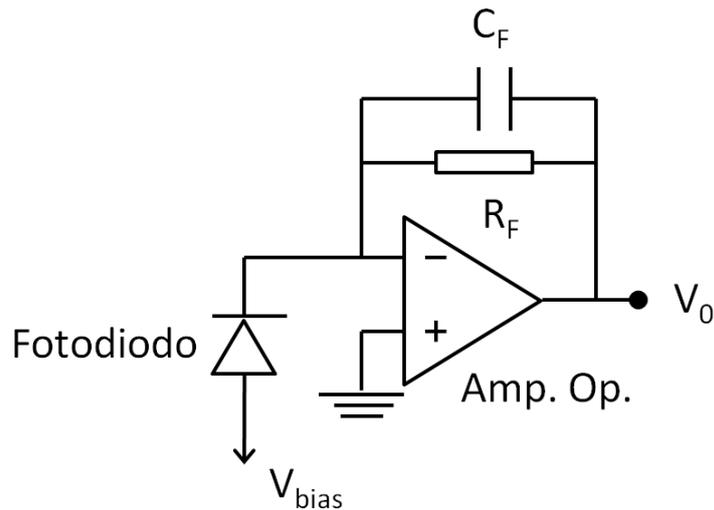


Figura 3.6: Esquema del circuito del módulo para adaptar el sistema lector previamente desarrollado para MOSFET.

3.4. MODELOS DE FOTORRESISTENCIAS Y FOTODIODOS A CARACTERIZAR

En este estudio, se llevó a cabo la caracterización de tres modelos comerciales de fotorresistencias como sensores dosimétricos para haces de radiación ionizante utilizados comúnmente en radioterapia. Se utilizó tanto un multímetro digital como un electrómetro clínico para medir su respuesta. A partir de la corriente generada y su integración a lo largo del tiempo, se calcularon la tasa de dosis absorbida y la dosis acumulada.

En primer lugar, se realizó una selección de los modelos más adecuados y se procedió a su caracterización dosimétrica. Para ello, se eligieron los modelos comerciales disponibles que presentaban una corriente de oscuridad más alta.

Se seleccionaron tres modelos de fotorresistencias para su caracterización: NSL-19M51 (Luna Optoelectronics, EE.UU.), VT43N2 (Excelitas Technologies, EE.UU.) y NORPS-12 (Silonex, Reino Unido) (Figura 3.7). Estos modelos están fabricados con CdS y se estudiaron tres muestras de cada uno de ellos.



(a) NSL-19M51 (Luna Optoelectronics)



(b) VT43N2 (Excelitas Technologies)



(c) NORPS-12 (Silonex)

Figura 3.7: Modelos de fotorresistencias estudiados.

Los dispositivos se conectaron a un electrómetro PC Electrometer (Sun Nuclear, EE.UU.) mediante un conector TNC. El montaje experimental de estos dispositivos se muestra en la Figura 3.11. Como dosímetro de referencia se empleó la cámara de ionización tipo Farmer PTW 30010 (PTW, Alemania), que tiene un volumen de 0.6 cm^3 .

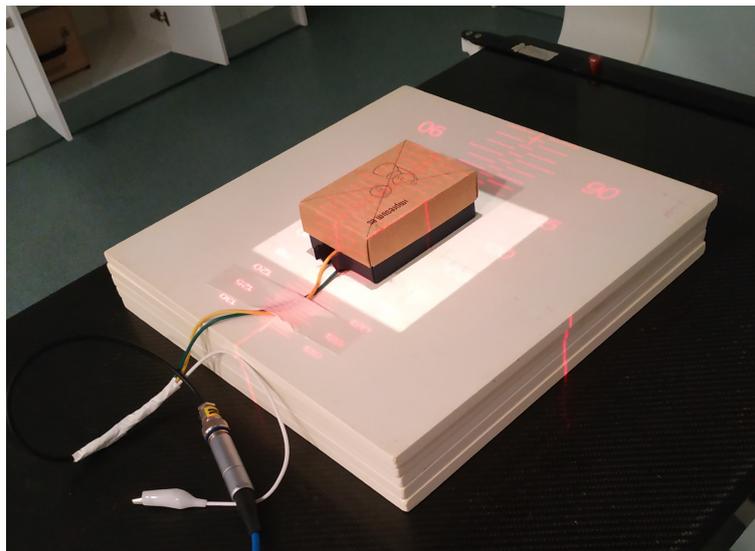


Figura 3.8: Montaje experimental de las fotorresistencias. Para alcanzar el equilibrio electrónico, se colocaron dos láminas de agua sólida sobre la caja de cartón que contiene los dispositivos.

Por otra parte, para el estudio de los fotodiodos con la unidad lectora rediseñada

por nuestro grupo, seleccionamos dispositivos tanto de infrarrojos como de luz visible, eligiendo aquellos que tenían un área de detección suficiente y una mayor capacidad de soportar tensión en inversa, lo que implica un mayor espesor de la zona intrínseca.



Figura 3.9: Fotodiodos y fototransistores estudiados.

Se han estudiado cuatro modelos de dispositivos optoelectrónicos comerciales (Figura 3.9) como detectores de radiación en aplicaciones típicas de radioterapia. Los dispositivos evaluados son dos fotodiodos de silicio y dos fototransistores NPN. Se resumen las principales características de estos dispositivos en la Tabla 3.1.

	Tipo	Área activa (mm ²)	Longitud de onda central (nm)	Encapsulado	Fabricante	Tensión máxima
VTB8440BH	Fotodiodo PIN	5.16	580	Case 21F Ceramic	Excelitas Technologies, EE.UU.	40 V
BPW34S	Fotodiodo PIN	7.5	900	SMT DIL, Epoxy	Vishay, EE.UU.	60 V
BPW85B	Fototransistor	–	850	T-1 plastic package (3 mm)	Vishay, EE.UU.	70 V
OP505A	Fototransistor	–	850	T-1 plastic package (3 mm)	Optek, Alemania	30 V

Tabla 3.1: Características de los dispositivos bajo estudio.

3.5. DISEÑO EXPERIMENTAL DEL ESTUDIO DE LAS FOTORRESISTENCIAS

En esta sección, se detalla el proceso del montaje experimental llevado a cabo para la posterior selección de los modelos de sensores dosimétricos que se investigarán en mayor profundidad. Durante esta etapa del estudio, se evaluaron diversos modelos comerciales de sensores dosimétricos con el objetivo de encontrar la solución más adecuada para su implementación en dosimetría. Para ello, se llevó a cabo el montaje experimental y se recopilaron los datos correspondientes para su posterior análisis.

Como hemos dicho anteriormente, las fotorresistencias son dispositivos electrónicos que presentan la propiedad de que su resistencia depende de la intensidad de la luz incidente. Si aplicamos una diferencia de potencial a los extremos de la fotorresistencia, se generará una corriente eléctrica que aumentará cuando la radiación incida sobre ella. Por lo tanto, al medir esta corriente, podemos establecer una relación entre la corriente y la tasa de dosis absorbida. La sensibilidad de la fotorresistencia se define como el cociente entre la carga generada y la dosis absorbida, y se expresa en unidades de nC/cGy.

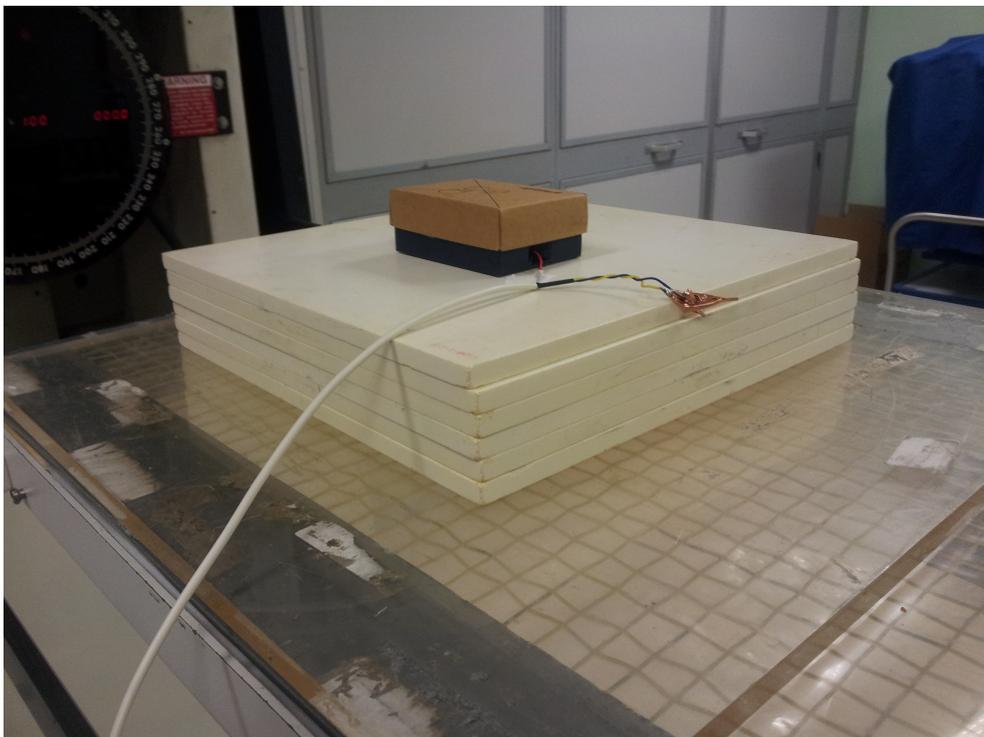


Figura 3.10: Montaje experimental de las fotorresistencias. Sobre la caja que contiene los dispositivos se colocaron tres láminas de agua sólida para alcanzar el equilibrio electrónico.

En primer lugar se estudiaron los modelos NORPS-12 y NSL-19M51. Estos dispositivos fueron irradiados en ausencia de luz ambiental utilizando un haz de rayos X de 18 MV generado por un acelerador Mevatron KDS (Siemens, Alemania). Para lograr esto, recubrimos los dispositivos con esmalte negro y los introdujimos en una caja de cartón (Figura 3.10). Los irradiamos con tasas de dosis que iban desde 50 hasta 300 cGy/min en incrementos de 50 cGy/min, utilizando un tamaño de campo de $10 \times 10 \text{ cm}^2$ y situándolos en el isocentro de la radiación. Para lograr condiciones de equilibrio electrónico, colocamos seis láminas de agua sólida de 1 cm cada una debajo de los dispositivos y otras tres encima de ellos. En este estudio, utilizamos un multímetro digital DMM34410 (Agilent Technologies, EE.UU.) para realizar medidas en tiempo real de la resistencia. El multímetro se ubicó fuera de la sala de tratamiento y los dispositivos se conectaron mediante un cableado estándar sin apantallamiento.

Tras los estudios preliminares con el multímetro, este fue sustituido por un electrómetro clínico PC Electrometer (Sun Nuclear, EE.UU.) como sistema de lectura. Este electrómetro, originalmente diseñado para trabajar con cámaras de ionización, proporciona tensiones de polarización de -400 V a +400 V en incrementos de 1 V y tiene un rango de medición de carga de 10 mC con una resolución de 15 fC. En este caso, utilizamos el acelerador Artiste (Siemens, Alemania) como fuente de radiación. Colocamos las fotorresistencias en el isocentro de radiación y las irradiamos con un haz de rayos X de 6 MV y tasas de dosis absorbida que iban desde 50 cGy/min hasta 300 cGy/min. Polarizamos los dispositivos con el electrómetro para estudiar el efecto de la tensión de polarización en su respuesta a la radiación. Utilizamos un conector TNC para conectar las fotorresistencias al electrómetro (Figura 3.11) y aplicamos tensiones de polarización entre 30 y 150 V. Tras el estudio preliminar, el modelo NORPS-12 fue descartado como veremos más adelante. Con el fin de disponer de suficientes muestras y debido a que presenta unas características, según el fabricante, que podrían resultar atractivas para su uso como sensor dosimétrico, se incluyó un nuevo modelo en el estudio. Este nuevo modelo fue el VT43N2. Con esta configuración experimental, estudiamos los modelos VT43N2 y NSL-19M51. Para lograr el equilibrio electrónico, colocamos cinco láminas de agua sólida de 1 cm debajo de la caja que contenía las fotorresistencias y dos encima de ella (ver Figura 3.12).

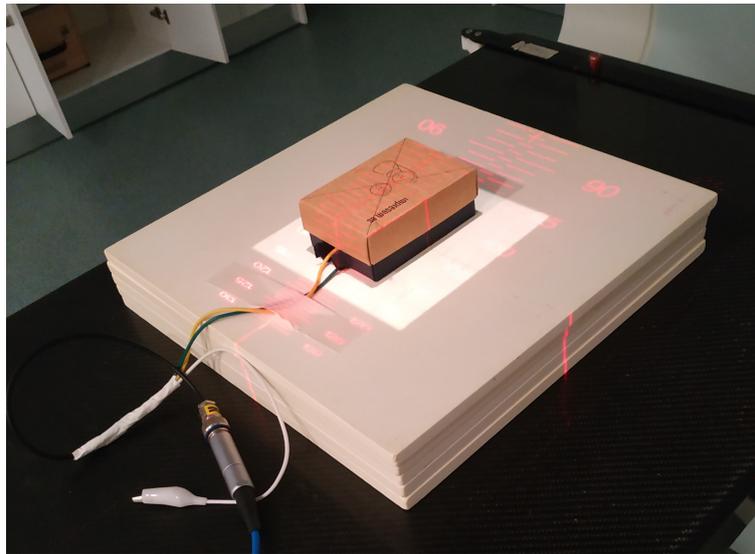


Figura 3.11: Conexión de las fotorresistencias al electrómetro.

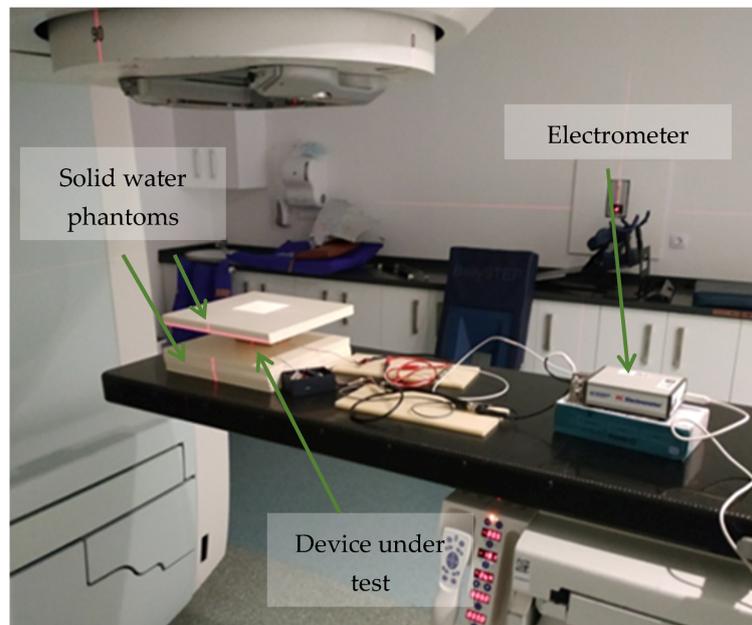


Figura 3.12: Montaje experimental de las fotorresistencias.

Cada modelo se polarizó a diferentes tensiones y se expuso a diferentes tasas de dosis absorbida. Se registró la corriente medida en función del tiempo durante el período de irradiación y se exportaron los datos a un archivo de texto para su posterior análisis. A los valores de corriente obtenidos se les restó la línea base, que corresponde a la corriente medida en ausencia de radiación. La incertidumbre de tipo A, u_A , se estimó como la desviación estándar del conjunto de mediciones, mientras que la incertidumbre de tipo B, u_B , se determinó a partir de la sensibilidad del electrómetro (10^{-11} pA). La incertidumbre total, U , se calculó utilizando la propagación cuadrática de errores para combinar las

incertidumbres de tipo A y tipo B:

$$U = \sqrt{u_A^2 + u_B^2}. \quad (3.1)$$

Todas las incertidumbres de este trabajo corresponden a un factor de cobertura $k = 1$, salvo que se indique lo contrario.

Una vez obtenida la corriente correspondiente a cada valor de la tasa de dosis absorbida, se procedió a representar dicha corriente en función de la tasa de dosis. A través de un ajuste lineal, se determinó la sensibilidad de cada dispositivo, es decir, la carga recolectada por unidad de dosis absorbida, para diferentes tensiones de polarización.

3.5.1. CARACTERIZACIÓN TÉRMICA

Se llevó a cabo una evaluación de la dependencia térmica de los modelos VT43N2 y NSL-19M51, por ser los que mejor respuesta mostraron a la radiación. Para este propósito, se realizaron mediciones de las curvas características corriente-tensión de tres ejemplares por modelo.

Con el fin de minimizar la interferencia electromagnética externa (luminosidad y radiación infrarroja), los dispositivos se colocaron dentro de una jaula de Faraday y se recubrieron con papel de aluminio.

Las mediciones de las curvas características corriente-tensión se realizaron utilizando el analizador de semiconductores B1500 (Agilent Technologies, EE.UU.). Este dispositivo tiene un rango de medición que va desde 0.1 fA hasta 1 A para corriente y de 0.5 μ V a 200 V para tensión.

Para estudiar el comportamiento térmico, se realizaron barridos de temperatura utilizando una cámara climática VCL4006 (Vötsch Industrietechnik, Alemania). Esta cámara permite controlar la temperatura en un rango que va desde -40 hasta 180 °C, con una desviación en tiempo de ± 0.3 -1.0 K, y presenta una homogeneidad en el espacio de ± 0.5 -2.0 K.

Para monitorizar la temperatura con mayor precisión, se colocó un termómetro digital RS 408-6109 (Amidata S.A., España) dentro de la cámara, en una ubicación cercana a los dispositivos. Este termómetro tiene una precisión de 0.1 °C, lo que permitió una medición precisa de la temperatura durante los experimentos.

Para obtener más detalles específicos sobre la configuración y las condiciones experimentales utilizadas en el estudio, se puede consultar la referencia [Rom20].

3.5.2. MODELO TÉRMICO APLICADO

El componente principal de una fotorresistencia es un material semiconductor, en este caso sulfuro de cadmio. A medida que se varía la temperatura en el rango analizado, se observa un aumento en la conductividad del semiconductor, siguiendo un comportamiento no lineal [Fra10, Abd12]. Este comportamiento no lineal se asemeja al de los termistores con coeficiente de temperatura negativo, que muestran una tendencia exponencial. Por lo tanto, la dependencia de la fotorresistencia con la temperatura puede ser modelada como un termistor cuyo comportamiento térmico se rige mediante la siguiente ecuación:

$$R(T) = R_0 \exp \left[B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right], \quad (3.2)$$

donde $R(T)$ es la resistencia a la temperatura absoluta T , R_0 es la resistencia a la temperatura de referencia $T_0 = 298.16$ K y B es la temperatura característica del material.

3.5.3. ESTUDIO DE LA DEPENDENCIA ANGULAR

Para el experimento, se irradiaron tres muestras utilizando un acelerador lineal de electrones Infinity (Elekta, Suecia) con un haz de fotones de 6 MV. La tasa de dosis absorbida se mantuvo constante en 500 cGy/min y se utilizó un campo de irradiación de 10×10 cm². Para aislar las asimetrías del montaje experimental y poder determinar únicamente la dependencia angular del sensor en condiciones de equilibrio electrónico, los dispositivos se introdujeron en el maniquí StereoPHAN (Sun Nuclear, EE.UU.), que tiene simetría cilíndrica (ver Figura 3.13).

Se varió el ángulo de incidencia en el plano axial en incrementos de $\frac{\pi}{6}$ radianes, y cada dispositivo se irradió con tres disparos de 2 Gy cada uno. Para detectar y poder corregir *a posteriori* cualquier asimetría, como la dependencia inherente al acelerador o cualquier heterogeneidad en el maniquí, se colocó una cámara Semiflex 3D (PTW, Alemania) en el interior del maniquí.

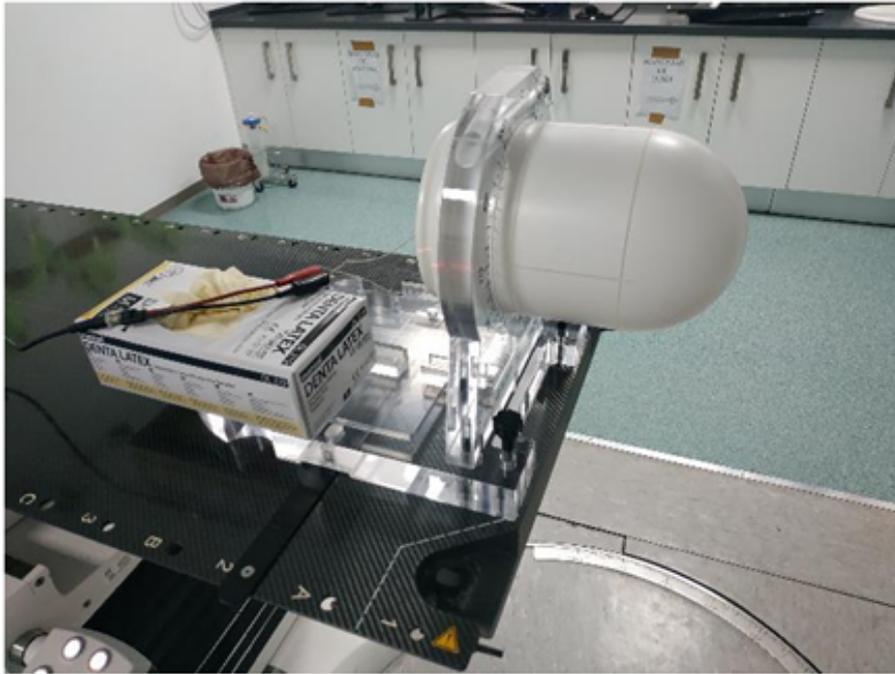


Figura 3.13: Montaje experimental llevado a cabo para el estudio de la dependencia angular.

El electrómetro se utilizó en modo corriente, y la lectura se calculó dividiendo la integral temporal de la corriente (cuando su valor es superior a tres veces la desviación estándar de la corriente de línea base) por el tiempo de irradiación.

3.6. DISEÑO EXPERIMENTAL DEL ESTUDIO DE LOS FOTODIODOS

Las irradiaciones se llevaron a cabo en el Hospital Universitario Clínico San Cecilio (Granada, España), utilizando un acelerador lineal de electrones Artiste (Siemens, Alemania). Los dispositivos bajo estudio fueron los modelos VTB8440BH, BPW34S, BPW85B y OP505A, como se mencionó anteriormente. Se empleó un haz de fotones con una energía de 6 MV. Los dispositivos se colocaron en el isocentro de radiación, a una distancia de 100 cm de la fuente, y se irradiaron utilizando un tamaño de campo de $10 \times 10 \text{ cm}^2$. Con el objetivo de lograr el equilibrio electrónico, se colocaron dos láminas de agua sólida de 1 cm de espesor cada una sobre el dispositivo. Además, se colocaron cinco láminas de agua sólida debajo del dispositivo, tal como se muestra en la Figura 3.14.

En este estudio, se empleó una cámara de ionización tipo Farmer modelo PTW 30010

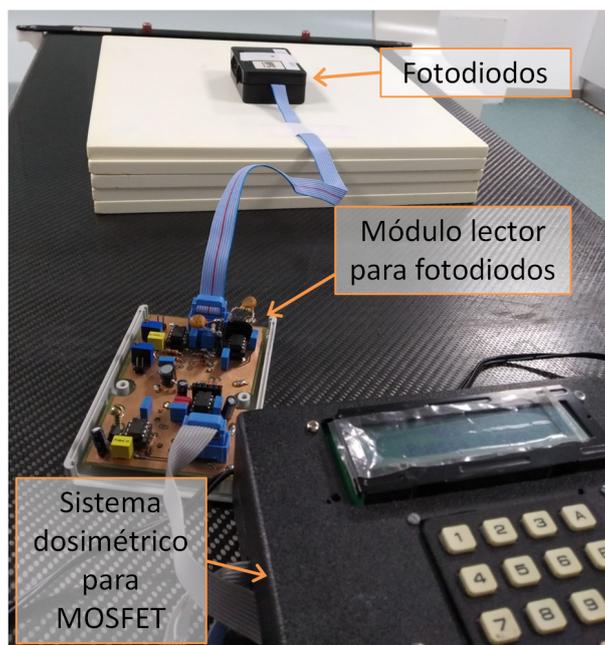


Figura 3.14: Montaje experimental de los fotodiodos y fototransistores. Sobre la caja que contiene los dispositivos se colocaron dos láminas de agua sólida para alcanzar el equilibrio electrónico.

(PTW, Alemania), como detector de referencia. Esta cámara tiene un volumen de 0.6 cm^3 . La temperatura de la sala de tratamiento se mantuvo constante a $23 \text{ }^\circ\text{C}$ durante todas las sesiones de irradiación. Con el fin de reducir al mínimo el efecto de la luz ambiental, cada muestra se recubrió con esmalte negro y se colocó dentro de una caja de plástico negra. Se analizó la respuesta de los dispositivos a la radiación, evaluando su linealidad, sensibilidad (S) expresada en nC/cGy , estabilidad y reproducibilidad.

3.6.1. ESTUDIO DE TASA DE DOSIS PROMEDIO

Se realizaron irradiaciones utilizando diferentes tasas de dosis absorbida. Estas tasas de dosis se lograron mediante la variación de las frecuencias de repetición de los pulsos en el acelerador lineal Artiste.

Para caracterizar la respuesta de los fotodiodos a la radiación, se diseñó un ciclo de irradiación escalonado simétrico. Este ciclo consistió en dos secuencias consecutivas durante un periodo total de 90 minutos:

- Escalera de tasa decreciente: Se realizaron seis pasos descendentes, comenzando desde una tasa de dosis de 4.87 cGy/s y disminuyendo en cada paso hasta alcanzar 0.81 cGy/s .

- Escalera de tasa creciente: A continuación, se llevaron a cabo seis pasos ascendentes, iniciando desde una tasa de dosis de 0.81 cGy/s y aumentando progresivamente en cada paso hasta llegar a 4.87 cGy/s.

Utilizando esta configuración, y variando la frecuencia de repetición de pulsos, se realizaron irradiaciones con tasas de dosis absorbidas de 50, 100, 150, 200, 250 y 300 UM/min. Estas tasas de dosis corresponden a 0.81 cGy/s, 1.62 cGy/s, 2.13 cGy/s, 3.24 cGy/s, 4.05 cGy/s y 4.87 cGy/s, respectivamente. El objetivo de estas irradiaciones fue caracterizar la respuesta de los fotodiodos a diferentes niveles de radiación.

Para llevar a cabo la caracterización, se implementó el ciclo de irradiación de 90 minutos descrito arriba, y finalmente una última irradiación a 0.81 cGy/s.

Como se puede ver, este ciclo se diseñó de tal manera que comenzó con la tasa de dosis más alta, con el objetivo de proporcionar una preirradiación adecuada para reducir la variabilidad entre las muestras. En todos los casos, se administró una dosis acumulada constante empleando 200 unidades de monitor (UM). Para lograr esta dosis acumulada constante, se requirieron diferentes duraciones de disparo para cada tasa de dosis promedio, las cuales variaron en un rango de 40 a 240 segundos. Considerando el período de muestreo de 2.15 segundos de nuestro sistema de lectura, se calcularon las incertidumbres mediante la desviación estándar entre 18 y 100 muestras por cada tasa de dosis promedio.

Entre cada paso del ciclo de irradiación, se dejó un período sin irradiación de 2 minutos para establecer la línea base y permitir la estabilización del sistema. Además, se mantuvo una polarización inversa constante de los dispositivos a $V_R = 10$ V, según lo establecido en un estudio previo [And15].

Bajo las condiciones de irradiación fijadas, es importante destacar que 1 UM del acelerador corresponde a una dosis absorbida de 0.973 cGy. Esta calibración se realizó a una tasa de 300 UM/min, con una duración de pulso de 3 μ s y una frecuencia de repetición de pulsos de 222 Hz. Además, las comprobaciones de constancia llevadas a cabo en el acelerador garantizaron que la dosis absorbida por unidad de monitor variase en menos del 0.5% a lo largo de las pruebas.

Para evitar interferencias electromagnéticas en la corriente de salida del fotodiodo, el sistema de lectura se colocó en la sala de tratamiento pero fuera del campo de irradiación. Además, el sistema estaba blindado con láminas de plomo de 3 mm de espesor para protegerlo de la radiación (Figura 3.15) y conectado a un ordenador, ubicado fuera de la sala de tratamiento, a través de un cable USB. Se pueden consultar más detalles de la



Figura 3.15: Montaje experimental de los fotodiodos y la unidad lectora. Las láminas de plomo se colocaron para proteger el sistema de lectura de la radiación.

configuración y las condiciones experimentales en [Rui21]. Para ambas caracterizaciones experimentales las incertidumbres se obtuvieron por propagación cuadrática de las incertidumbres de tipo A, correspondiente a la desviación estándar del conjunto de mediciones, y las de tipo B, correspondientes a la sensibilidad del instrumento de medida.

3.6.2. ESTUDIO DE TASA DE DOSIS INSTANTÁNEA

Tras el estudio anterior se seleccionó el fotodiodo más adecuado. Con él, se llevaron a cabo experimentos de irradiación en tres muestras del mismo para su estudio como dosímetro. El haz de radiación utilizado se configuró a una frecuencia de repetición de pulsos constante de 300 UM/min.

Durante los experimentos, se varió la distancia entre la fuente de radiación y los

dispositivos. Se realizaron mediciones en seis posiciones diferentes, donde la distancia fuente-superficie se ajustó en un rango de 95 a 236 cm. Como resultado de estas variaciones en la distancia, se obtuvieron tasas de dosis instantáneas que oscilaron entre 5.5 y 0.92 cGy/s.

Al igual que en el caso anterior, el ciclo de irradiación se llevó a cabo tanto en orden descendente como en orden ascendente de las tasas de dosis absorbida.

3.6.3. MODELO TÉRMICO APLICADO

Como se ha indicado en la sección 3.5.1, la temperatura interfiere notablemente en los dispositivos semiconductores electrónicos. Por ello, el fotodiodo candidato como dosímetro debe caracterizarse térmicamente. En esta sección se describe el modelo térmico aplicado al fotodiodo seleccionado, así como la metodología seguida para la medida de la temperatura.

Se llevó a cabo una evaluación de la dependencia del fotodiodo seleccionado con la temperatura. Para este propósito, las muestras se polarizaron a una tensión $V_R = 10$ V, que era la tensión en inversa que se usó para las medidas dosimétricas previas, y se realizaron mediciones de las curvas características corriente-tensión siguiendo el procedimiento descrito en la sección 3.5.1.

Con respecto a los efectos térmicos en el rendimiento del detector, es importante tener en cuenta que la corriente de oscuridad en los fotodiodos muestra una dependencia exponencial con la temperatura. Por lo tanto, la línea base de las mediciones de tasa de dosis y dosis absorbida se verá fuertemente afectada por los cambios de temperatura.

Con el fin de cuantificar esta compensación térmica, se llevó a cabo una caracterización térmica de la corriente de oscuridad en tres muestras no irradiadas (#T1, #T2, #T3) del fotodiodo PIN seleccionado polarizadas a $V_R = 10$ V y sometidas a temperaturas de 15 °C a 50 °C.

3.6.4. CONMUTACIÓN DE CORRIENTE PARA LA MEDIDA DE LA TEMPERATURA

En esta sección se describe la técnica de conmutación de la corriente en el fotodiodo para la medida de la temperatura interna del mismo y poder aplicar el modelo térmico anteriormente descrito.

Nuestra propuesta se fundamenta en la relación lineal entre la tensión directa de una unión p-n, denotada como V_F , y la temperatura [Fra10]. Esta relación nos proporciona una forma de monitorizar la temperatura del dispositivo. Para comprender mejor este concepto, consideremos la curva corriente-tensión de un diodo con polarización directa:

$$I = I_S \hat{A} \exp(qV_F/2kT), \quad (3.3)$$

donde I es la corriente de unión, I_S es la corriente de saturación, q es el valor absoluto de la carga del electrón, V_F es la tensión directa del diodo, k es la constante de Boltzmann y T es la temperatura absoluta. Se puede demostrar que la tensión a través de la unión, la cual es dependiente de la temperatura, puede ser expresada de la siguiente manera:

$$V_F = \frac{E_g}{q} - \frac{2kT}{q}(\ln K - \ln I), \quad (3.4)$$

donde E_g es la banda prohibida de energía para el silicio a 0 K y K es una constante independiente de la temperatura. Por lo tanto, cuando el diodo funciona con corriente constante, se observa una dependencia lineal entre la tensión y la temperatura, con una pendiente típica de alrededor de -2 mV/K. La Figura 3.16 muestra el esquema de la unidad lectora tanto en polarización directa como en inversa. Como se puede observar, cuando el dispositivo se polariza en directa funciona como un diodo normal (la fotocorriente es mucho menor que la corriente en directa y, por ello, no se aprecia) y, cuando se polariza en inversa, funciona como un fotodiodo.

Una vez modelado este coeficiente de temperatura lineal, es posible medir la temperatura en el dispositivo en cualquier momento únicamente mediante la medida experimental de V_F . Por lo tanto, se puede corregir la deriva térmica de la corriente de oscuridad utilizando esta temperatura calculada. Al realizar la monitorización periódica de V_F , es posible aplicar esta metodología para monitorizar la temperatura del dispositivo en tiempo real.

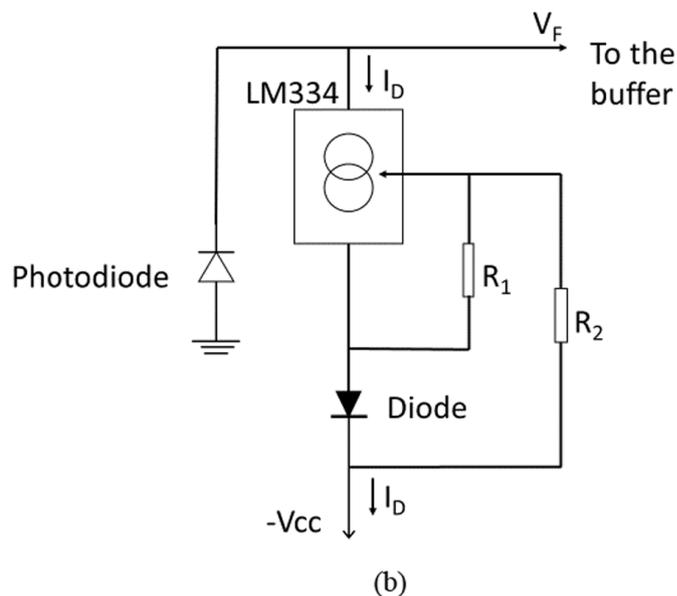
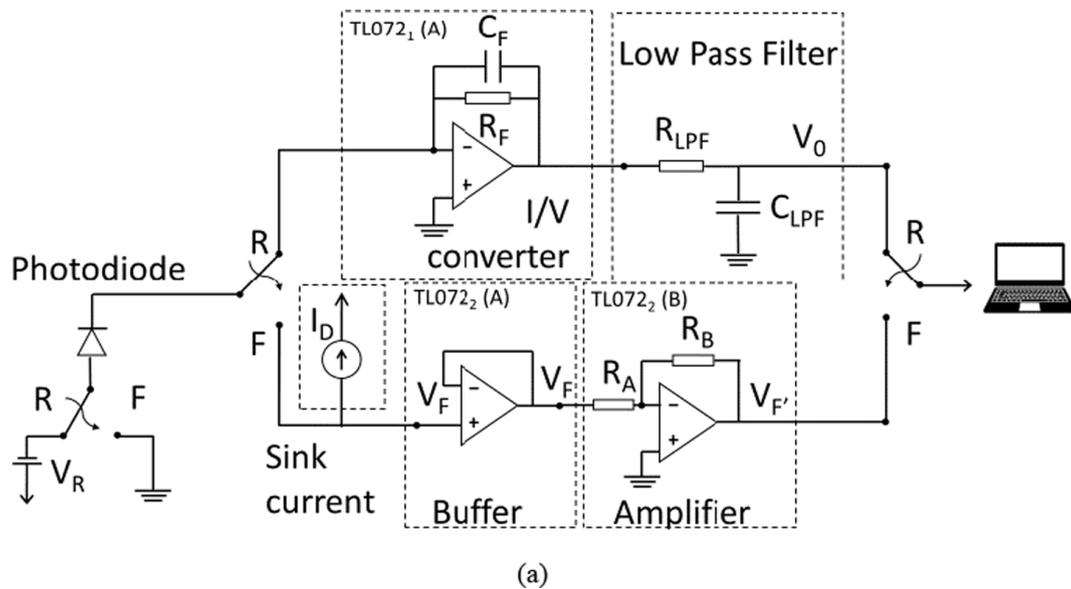


Figura 3.16: (a) Esquema de la unidad lectora en el que se muestra el recorrido de la señal para la polarización directa (F) y para la polarización inversa y el modo de irradiación (R). En este circuito, la tensión inversa es $V_R = -10$ V y la corriente directa $I_D = 1$ mA. También se muestra la conexión final al ordenador. (b) Circuito sumidero de corriente para polarización directa del fotodiodo basado en el chip LM334 con compensación del efecto de la temperatura.

Por esta razón, durante la irradiación, es necesario aplicar alternativamente la polarización directa e inversa al dispositivo.

3.6.5. RESPUESTA CON LA TASA DE DOSIS ABSORBIDA DEL FOTODIODO SELECCIONADO

Se llevaron a cabo dos tipos de caracterizaciones en los dispositivos experimentales. En primer lugar, se realizó un modelado exhaustivo de la dependencia con la temperatura en polarización inversa (corriente de oscuridad) y polarización directa. En segundo lugar, se evaluó la respuesta de los dispositivos a la radiación ionizante en polarización inversa. Para garantizar condiciones de prueba consistentes, se tomaron medidas adicionales de protección. Cada dispositivo fue recubierto con esmalte negro y se colocó dentro de una caja para protegerlo de la luz ambiental. Se utilizaron un total de once muestras para la caracterización térmica. Seis de ellas se dividieron en dos grupos de tres dispositivos cada uno. Un grupo se utilizó para el modelado térmico en polarización directa a corriente constante, mientras que el otro grupo se utilizó para validar el modelo propuesto. Además, se midió la dependencia térmica de la corriente de oscuridad en polarización inversa en cinco muestras.

Las pruebas de temperatura controlada se llevaron a cabo utilizando una cámara climática VCL4006 (Vötsch Industrietechnik, Alemania). Para una mayor precisión en la monitorización de la temperatura, se colocó un termómetro digital RS 408-6109 (Amidata S.A., España) con una precisión de 0.1 °C dentro de la cámara, cerca de los fotodiodos. Con el objetivo de minimizar la radiación infrarroja producida durante el calentamiento de la cámara, la caja que contenía los fotodiodos también se recubrió con papel de aluminio para lograr un efecto de apantallamiento. Posteriormente, se realizaron mediciones de las curvas características corriente-tensión a diferentes temperaturas utilizando el analizador de dispositivos semiconductores B1500A (Agilent Technologies, EE.UU.). Durante la caracterización térmica, se realizaron barridos de temperatura en incrementos de 5 °C, en el rango de 10 a 35 °C, y los fotodiodos se polarizaron en directa en el rango de 0 a 2 mA utilizando el analizador de dispositivos semiconductores.

En un segundo paso, se realizó la caracterización dosimétrica del fotodiodo seleccionado. Para ello, se irradiaron ocho muestras en el acelerador lineal Artiste (Siemens, Alemania), ubicado en el Hospital Universitario Clínico San Cecilio (Granada, España). El haz de fotones se generó con un potencial eléctrico de 6 MV, y las muestras se colocaron en el isocentro de radiación a una distancia de 100 cm de la fuente. El tamaño del campo

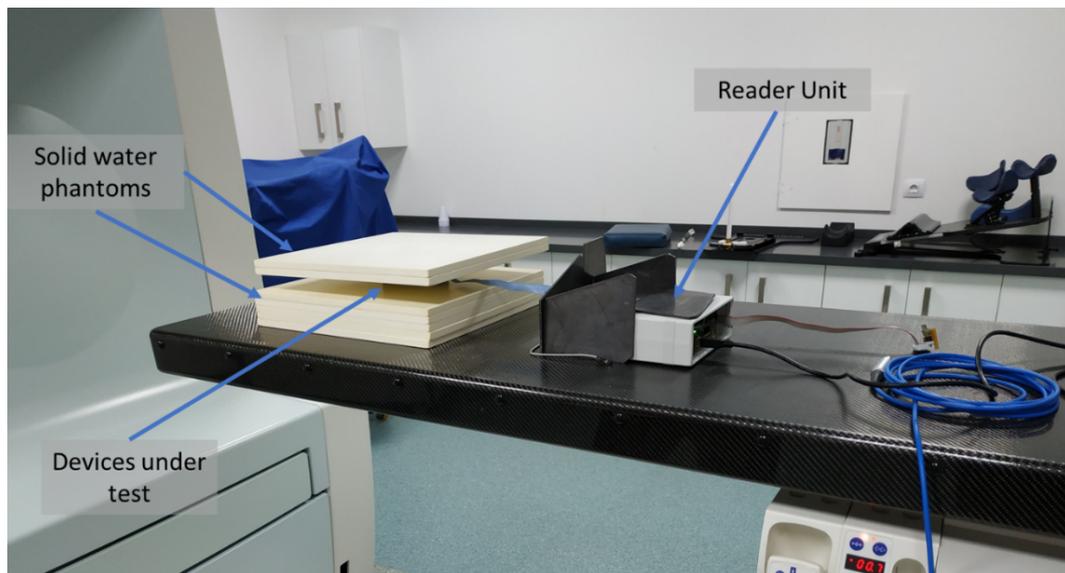


Figura 3.17: Montaje experimental de la caracterización dosimétrica de la respuesta a la radiación del fotodiodo. Encima de la caja que contiene los dispositivos bajo estudio se colocaron láminas de agua sólida.

de irradiación fue de $10 \times 10 \text{ cm}^2$.

Para lograr el equilibrio electrónico, se colocaron dos láminas de agua sólida de 1 cm de espesor sobre los dispositivos, y se colocaron otras cinco láminas debajo de ellos, como se muestra en la Figura 3.17. Esto ayudó a garantizar que la carga que entra en el volumen del detector por procesos externos sea aproximadamente igual a la pérdida de carga creada por procesos internos, lo cual es importante para una medición precisa de la energía dentro del volumen del detector [Kno00].

Los fotodiodos se polarizaron en inversa a -10 V para medir la fotocorriente inducida. Para evitar la interferencia electromagnética en la corriente de salida del fotodiodo, el sistema de lectura se ubicó fuera del campo de irradiación en la sala de tratamiento. Dicho sistema de lectura es una unidad fabricada para esta aplicación en el Departamento de Electrónica y Tecnología de Computadores de la Universidad de Granada. Además, se protegió con una lámina de plomo de 3 mm de espesor para blindarlo de la radiación. La salida del sistema de lectura se conectó a un ordenador ubicado fuera de la sala de tratamiento mediante un cable USB.

Para ambas caracterizaciones experimentales, las incertidumbres se determinaron mediante propagación cuadrática de la incertidumbre experimental y una desviación estándar.

Resultados y discusión

4.1. SELECCIÓN DE CANDIDATO A SENSOR DOSIMÉTRICO

Para la selección de los candidatos a sensores dosimétricos, se va a seguir una estrategia similar para los fotorresistencias y los fotodiodos pero con unidades lectoras distintas. Al término de este primer estudio, se seleccionarán los candidatos a sensores dosimétricos, los cuales se caracterizarán térmica y dosimétricamente en profundidad.

4.1.1. SELECCIÓN DE FOTORRESISTENCIA COMO CANDIDATA A SENSOR DOSIMÉTRICO

En esta sección se presentan los resultados obtenidos para el estudio de las fotorresistencias y la posterior selección de los modelos de sensores dosimétricos que se investigarán en mayor profundidad. Durante esta etapa del estudio, se evaluaron diversos modelos comerciales de sensores dosimétricos con el objetivo de encontrar la solución más adecuada para su implementación en dosimetría.

4.1.1.1. RESULTADOS DE LOS MODELOS ESTUDIADOS

En las Figuras 4.1 y 4.2 se muestra el comportamiento transitorio de la resistencia de los modelos NORPS-12 y NSL-19M51, respectivamente, cuando se expusieron a diferentes tasas de dosis absorbida. Las respuestas retardadas en los valores de la resistencia se deben a dos factores. Por un lado, la respuesta lenta del dispositivo en condiciones de oscuridad [Sol93]. Por otro lado, el período de adquisición y promediado configurado en el multímetro para valores altos de resistencia (superiores a 100 M Ω). Además, se observa una disminución significativa en el valor de la resistencia desde su valor inicial, tal como cabía esperar [Sol93]. Esta disminución se debe a la degradación del rendimiento de los dispositivos no irradiados previamente debido a los daños provocados por la radiación, posiblemente en la ganancia de corriente continua del transistor.

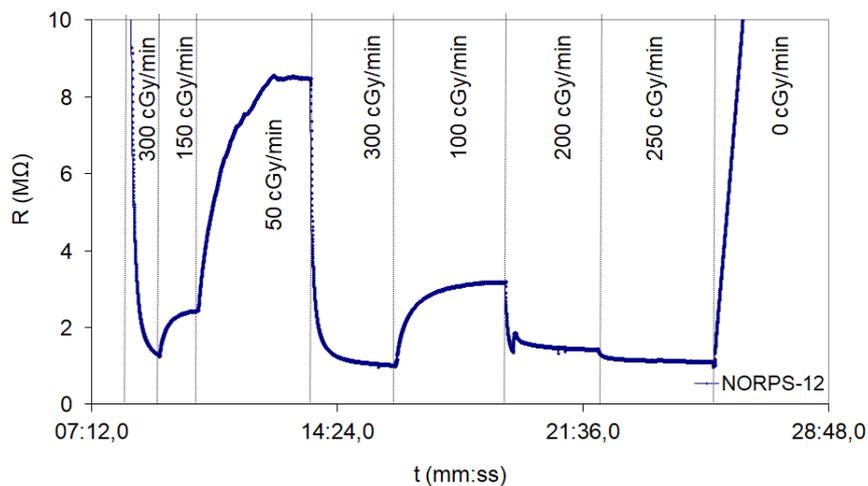


Figura 4.1: Resistencia experimental de la fotorresistencia NORPS-12 a diferentes tasas de dosis absorbida. Las líneas verticales limitan los diferentes intervalos de tiempo de la tasa de dosis durante la irradiación, desde 300 cGy/min hasta 50 cGy/min, incluyendo períodos sin irradiación (0 cGy/min).

La Figura 4.3 muestra la representación del valor medio de la resistencia en función de la tasa de dosis absorbida para los modelos NORPS-12 y NSL-19M51. Para calcular el valor medio de la resistencia, se realizó un promedio en la zona plana de la curva. La incertidumbre se determinó mediante la propagación cuadrática de errores, considerando la desviación estándar de las medidas en la zona plana y la sensibilidad del electrómetro.

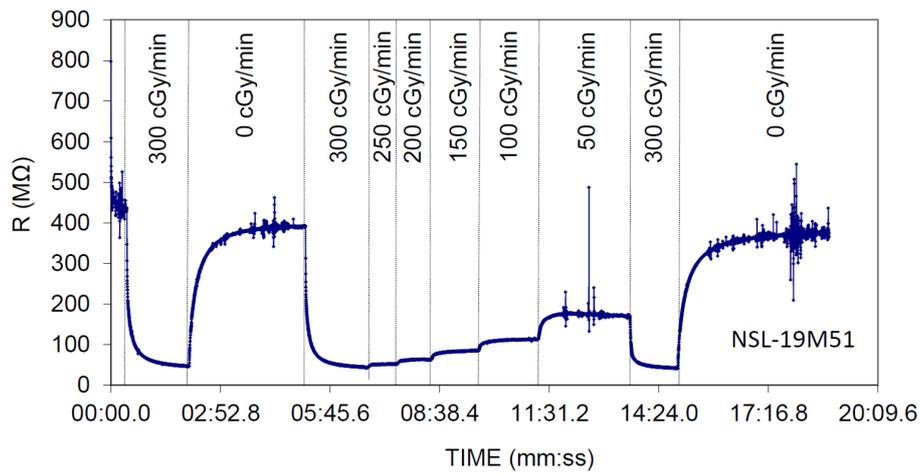


Figura 4.2: Resistencia experimental de la fotorresistencia NSL-19M51 a diferentes tasas de dosis absorbida. Las líneas verticales limitan los diferentes intervalos de tiempo de la tasa de dosis durante la irradiación, desde 300 cGy/min hasta 50 cGy/min, incluyendo períodos sin irradiación (0 cGy/min).

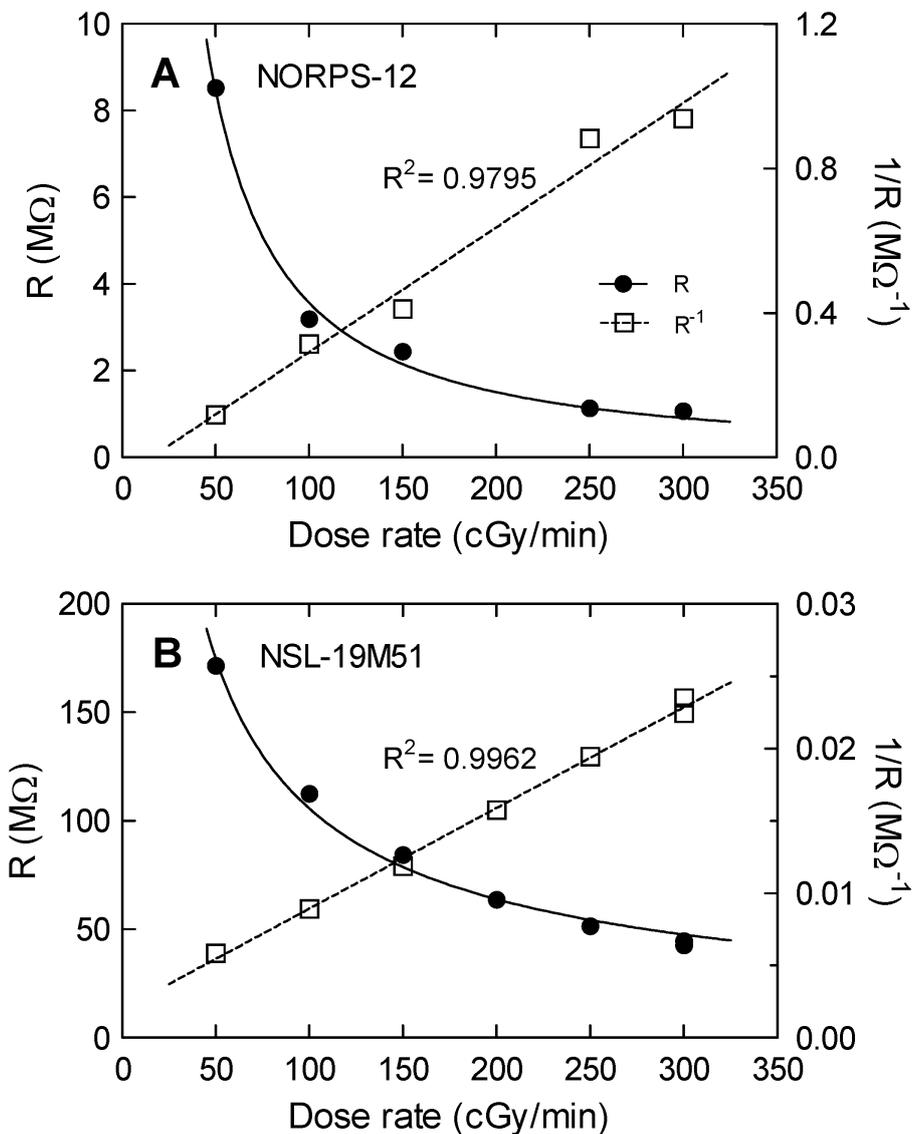


Figura 4.3: Resistencia experimental (símbolos) en función de la tasa de dosis para los dos modelos de fotorresistencia bajo estudio: (A) NORPS-12 y (B) NSL-19M51. Se han trazado líneas de tendencia sólidas y discontinuas para R y R^{-1} , respectivamente.

4.1.1.2. CONCLUSIÓN

Se encontró una relación lineal entre R^{-1} y la tasa de dosis absorbida para los modelos NORPS-12 y NSL-19M51, lo cual está en concordancia con estudios previos [Sol93]. Por lo tanto, se puede afirmar que ambos modelos son adecuados como dosímetros. Sin embargo, el modelo NORPS-12 muestra una linealidad menor y una deriva de la resistencia en ausencia de radiación. En contraste, el modelo NSL-19M51 no presenta una deriva significativa y exhibe una dependencia lineal de R^{-1} con la tasa de dosis absorbida (en el rango de 50 a 300 cGy/min) con un coeficiente de determinación $R^2 = 0.996$. Por esta razón, se descartó el modelo NORPS-12 para la posterior caracterización, principalmente debido a su alta deriva de la resistencia en ausencia de radiación.

4.1.2. ELECCIÓN DE FOTODIODO COMO CANDIDATO A SENSOR DOSIMÉTRICO

4.1.2.1. RESULTADOS DE LOS MODELOS ESTUDIADOS

El propósito de nuestro análisis era seleccionar el mejor candidato entre los modelos VTB8440BH, BPW34S, BPW85B y OP505A para el control de las irradiaciones en tratamientos de radioterapia. Además, se evaluó la degradación de la respuesta de los dispositivos en función de la dosis acumulada, con el fin de estudiar la posibilidad de evitar una sesión de irradiación previa y asegurar que fueran adecuados para mediciones en tasas de dosis altas y dosis acumuladas elevadas, como se ha recomendado previamente [And15].

En la Figura 4.4 se muestra la corriente proporcionada por la muestra VTB8440BH#1 durante el ciclo de irradiación mencionado en la sección 3.6.1. El primer pico de corriente (alrededor de 60 nA) corresponde al primer paso de irradiación con una tasa de dosis absorbida de 4.87 cGy/s, mientras que el último pico (alrededor de 50 nA) corresponde a la segunda irradiación a 4.87 cGy/s, mostrando una disminución de sensibilidad de aproximadamente el 17%. Con este procedimiento experimental, se pudo evaluar tanto la degradación del dispositivo como su sensibilidad.

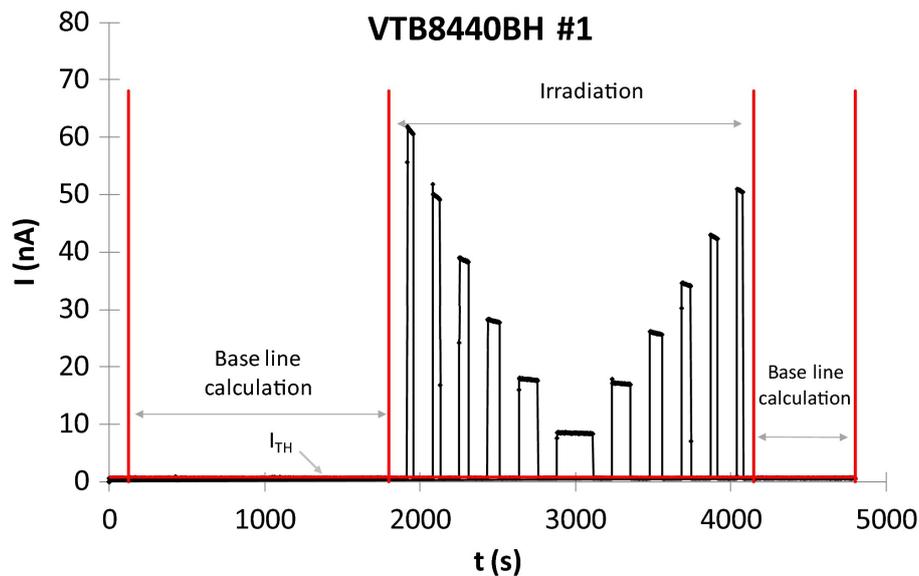


Figura 4.4: Corriente medida durante la caracterización de la muestra #1 del modelo VTB8440BH mostrando el ciclo de irradiación completo propuesto.

Antes de iniciar la irradiación, se realizó el proceso de medición del cero en la zona de “cálculo de la línea base” (ver Figura 4.4). La corriente de oscuridad se obtuvo como el promedio de la corriente de la línea base. Para delimitar los períodos de irradiación, se estableció un umbral de corriente, I_{TH} , que corresponde a la corriente de oscuridad más tres veces la desviación estándar. En la Figura 4.4 se muestran los diferentes niveles y la zona de experimentación. Para asegurar que la corriente de oscuridad no cambió en el rango de dosis estudiado, también se registró dicha corriente de oscuridad entre los pasos de irradiación consecutivos y al final del ciclo de irradiación, como se muestra en la Figura 4.4.

La linealidad del dispositivo se evaluó midiendo el incremento de corriente (fotocorriente menos la línea base o corriente de oscuridad) durante la irradiación. El valor promedio de la corriente se calculó durante los períodos de irradiación, que se detectaron automáticamente cuando la fotocorriente superaba el umbral de corriente definido, I_{TH} . En la Figura 4.5 se representa el incremento de corriente frente a la tasa de dosis absorbida, donde la pendiente es la sensibilidad del fotodiodo. Como se puede observar, el incremento de corriente producido por la irradiación es proporcional a la tasa de dosis absorbida, como se esperaba [And15, Rom15]. Los fototransistores BPW85B y OP505A, debido a la amplificación de corriente llevada a cabo por el transistor interno, presentaron una mayor sensibilidad (pendiente del ajuste lineal) en comparación con los fotodiodos VTB8440BH y BPW34S. Es importante destacar que la sensibilidad se expresa en unidades de carga

dividida por dosis (nC/cGy en este caso).

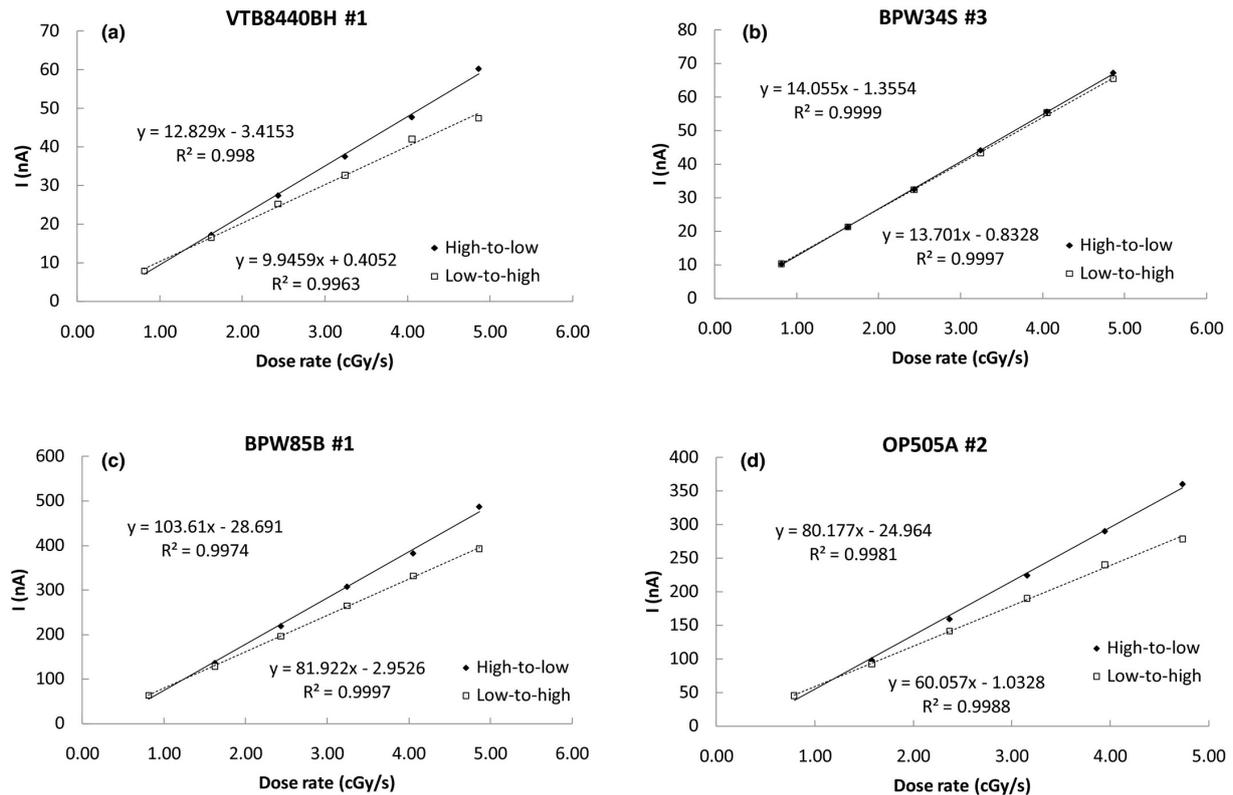


Figura 4.5: Estudio de la tasa de dosis promedio: resultados experimentales del estudio de linealidad de una muestra por modelo analizado. Los símbolos sólidos muestran el ciclo de tasas de dosis decrecientes y los símbolos vacíos el ascendente. Las líneas muestran las tendencias lineales. Las incertidumbres de los datos experimentales son más pequeñas que los símbolos utilizados para representarlos.

Se realizaron dos ajustes lineales diferentes para determinar la repetibilidad y estabilidad de la respuesta de los sensores. El primer ajuste se realizó irradiando tasas de dosis en orden descendente, correspondiente a la primera secuencia del ciclo de irradiación, mientras que el segundo ajuste se realizó en orden ascendente. En ambos casos, se observaron sensibilidades más bajas en el segundo ajuste, aunque con diferentes pendientes según el dispositivo. Para cuantificar la pérdida de sensibilidad, se propusieron dos métodos diferentes:

- Método 1: Se calculó la disminución relativa de ambas pendientes en porcentaje, como medida promedio de la degradación del rendimiento del dispositivo en todo el ciclo de irradiación
- Método 2: Para evaluar la degradación a un valor específico de tasa de dosis, se calculó la carga recolectada usando la irradiación inicial y final, ambas realizadas al valor máximo de tasa de dosis absorbida, 4.87 cGy/s (véase Figura 4.4). Dicha

carga se calculó mediante la integración en el tiempo de la corriente durante estos dos pasos de irradiación.

Estos métodos permitieron cuantificar y comparar la degradación de la sensibilidad de los dispositivos en diferentes condiciones de irradiación.

Los resultados de estos cálculos para los cuatro modelos bajo estudio se resumen en la Tabla 4.1. En primer lugar, es importante tener en cuenta que, debido a la variabilidad entre dispositivos de cada modelo (20-21 nC/cGy para OP505A, 13-17 nC/cGy para BPW85B, 0.10-0.21 nC/cGy para VTB8441BH y 0.1-0.2 nC/cGy para BPW34S), se requiere una calibración individual para lograr una determinación precisa de la dosis.

En segundo lugar, se observó una degradación del 24.3-26.4 % para OP505A, 21.9-22.5 % para BPW85B, 21.0-21.5 % para VTB8441BH y 0.2-1.1 % para BPW34S en función de la dosis acumulada. Esta degradación, que se evaluó mediante ambos métodos propuestos anteriormente, es superior al 20 % para los tres primeros. Sin embargo, el fotodiodo PIN de silicio BPW34S mostró una pérdida de sensibilidad inferior al 2 % en el rango de dosis de hasta 21.4 Gy. Estos resultados son consistentes con los datos obtenidos en otros estudios previos [And15].

Estos hallazgos destacan la importancia de considerar la degradación de la sensibilidad de los dispositivos y la necesidad de una calibración individual para lograr mediciones precisas de dosis en aplicaciones de radioterapia. Además, resaltan la prometedora capacidad del fotodiodo PIN BPW34S para mantener una respuesta estable incluso con dosis acumuladas relativamente altas.

4.1.2.2. ELECCIÓN

Como resultado del estudio, se seleccionó el fotodiodo PIN BPW34S como el dosímetro candidato debido a su muy baja degradación de sensibilidad con la dosis acumulada y, además, porque presenta una dispersión entre dispositivos dentro de la muestra inferior al 2 %. Este comportamiento favorable también se ha observado en este dispositivo en estudios previos que involucran rayos gamma de Co-60 y rayos X utilizados en radiodiagnóstico [And13, Naz16, Oli16, Pas16, San19].

La sensibilidad promedio fue $S = (13.8 \pm 0.4)$ nC/cGy para el fotodiodo PIN BPW34S. Este valor está en concordancia con el valor de 17 nC/cGy encontrado en un estudio previo que evaluaba la respuesta del dispositivo bajo rayos gamma de Co-60 con tasas de dosis

Modelo	Parámetro	Media	σ
OP505A	Pendiente descendente (nC/cGy)	64	21
	Pendiente ascendente (nC/cGy)	48	20
	Degradación (método 1)	26.4 %	10.9 %
	S (nC/cGy) tras 1.94 Gy	61	20
	S (nC/cGy) tras 21.4 Gy	48	20
	Degradación (método 2)	24.3 %	11.6 %
BPW85B	Pendiente descendente (nC/cGy)	91	17
	Pendiente ascendente (nC/cGy)	71	13
	Degradación (método 1)	21.9 %	1.4 %
	S (nC/cGy) tras 1.94 Gy	91	19
	S (nC/cGy) tras 21.4 Gy	70	15
	Degradación (método 2)	22.5 %	2.9 %
VTB8440BH	Pendiente descendente (nC/cGy)	12.86	0.10
	Pendiente ascendente (nC/cGy)	10.17	0.21
	Degradación (método 1)	21.0 %	1.3 %
	S (nC/cGy) tras 1.94 Gy	12.3	0.3
	S (nC/cGy) tras 21.4 Gy	9.6	0.9
	Degradación (método 2)	21.5 %	8.2 %
BPW34S	Pendiente descendente (nC/cGy)	14.0	0.1
	Pendiente ascendente (nC/cGy)	13.9	0.2
	Degradación (método 1)	1.1 %	1.6 %
	S (nC/cGy) tras 1.94 Gy	13.8	0.4
	S (nC/cGy) tras 21.4 Gy	13.8	0.1
	Degradación (método 2)	0.2 %	2.7 %

Tabla 4.1: Sensibilidades para el estudio con tasa de dosis promedio y su degradación con la dosis acumulada para el conjunto de dispositivos (tres muestras) para los cuatro dispositivos bajo estudio. σ es la desviación estándar entre las muestras.

más bajas, en el rango de 1.86 a 0.026 cGy/s [And13]. Dicho valor está dentro de la posible dependencia energética de la sensibilidad, por ser del orden de un 19 % inferior que la obtenida para el Co-60 como recoge el estudio de [Ros06].

Con el objetivo de ampliar la caracterización del modelo BPW34S como dosímetro, se realizó un análisis de su respuesta frente la tasa de dosis instantánea. Tres muestras de este modelo que no habían sido previamente irradiadas (denominadas #P1, #P2 y #P3) fueron sometidas a irradiación, y se obtuvo una sensibilidad promedio de $S = (14.0 \pm 0.4)$ nC/cGy, lo cual concuerda con el valor obtenido en el estudio de la tasa de dosis promedio.

La Figura 4.6 muestra un ejemplo de la corriente medida en el fotodiodo, registrada en orden descendente de las tasas de dosis, y se observa una gran similitud con la Figura 4.5.

Para obtener una sensibilidad promedio combinada (S_{avg}) de los estudios realizados con tasas de dosis promedio e instantáneas, se consideraron las muestras #1, #2, #3; y

#P1, #P2 y #P3. El valor obtenido fue de $S_{\text{avg}} = (13.9 \pm 0.5) \text{ nC/cGy}$. Para mejorar la precisión será conveniente una calibración individual, ya que el conjunto de muestras presenta una desviación estándar superior al 4%. A modo de comparación, la cámara de ionización PTW 30010, con un volumen de 0.6 cm^3 , proporciona una sensibilidad promedio de 0.2 nC/cGy cuando se polariza a 400 V .

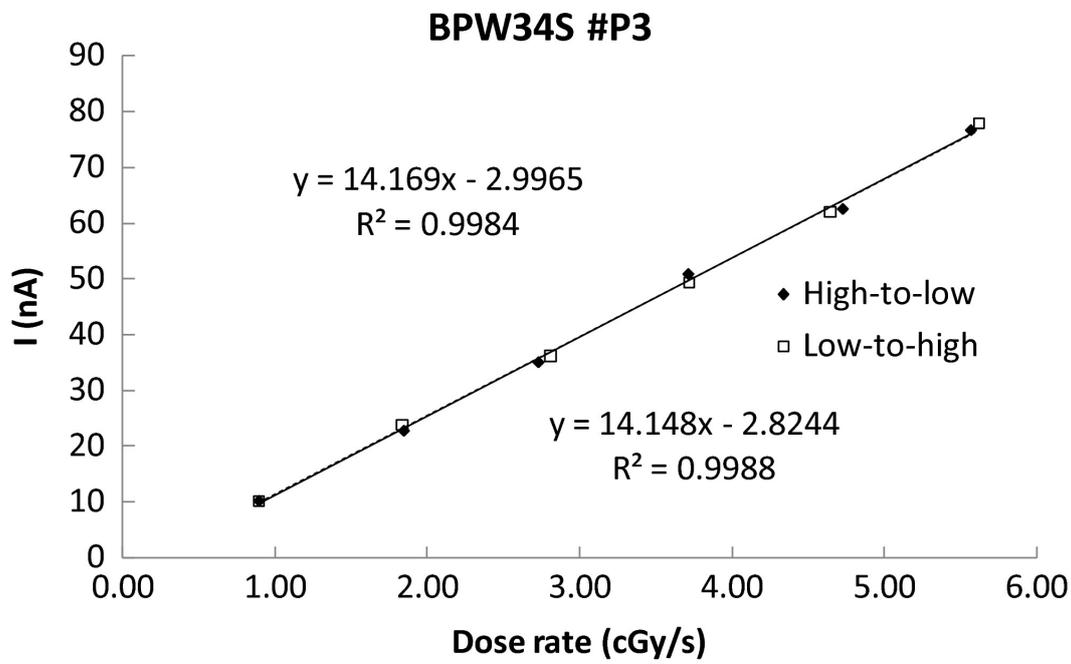


Figura 4.6: Respuesta del modelo BPW34S #P3 frente a la tasa de dosis instantánea en orden descendente (símbolos sólidos) y en orden ascendente (símbolos vacíos) de tasa de dosis absorbida. Las líneas muestran las tendencias lineales. Las incertidumbres de los datos experimentales son más pequeñas que los símbolos utilizados para representarlos.

En la Figura 4.7 se presenta una comparación de la influencia de la tasa de dosis en la sensibilidad, considerando tanto los estudios con tasa de dosis promedio como los de tasa de dosis instantánea. Ambos estudios muestran un aumento en la sensibilidad a medida que aumenta la tasa de dosis, con tendencias similares. Por ejemplo, a una tasa de dosis de 0.81 cGy/s , la sensibilidad en el estudio con tasa de dosis promedio es aproximadamente el 85% de su valor a 4.87 cGy/s . Esta diferencia relativa en la sensibilidad es similar entre las tasas de dosis instantáneas más altas y más bajas. Este comportamiento ha sido ampliamente observado y modelado para la respuesta de este tipo de dispositivos tanto a la tasa de dosis instantánea [Shi03, Sai04, Jur19] como a la promedio [Jur13].

Recientemente, se ha propuesto un modelo cinético para la respuesta del detector de diodo ante haces de radiación pulsada, que explica este comportamiento independientemente del método utilizado para generar variaciones en la tasa de dosis [Nei19]. En

resumen, se atribuye el aumento en la sensibilidad a la disminución en la recombinación de carga minoritaria inducida por la radiación [Shi03]. Nuestros resultados, basados en los datos experimentales de la Figura 4.7, muestran que el fotodiodo PIN BPW34S presenta pequeñas diferencias en la sensibilidad promedio entre los métodos de tasa de dosis promedio e instantánea. Sin embargo, dado que las incertidumbres en la Figura 4.7 representan la desviación estándar, estas diferencias pueden considerarse no significativas y pueden explicarse por la incertidumbre experimental.

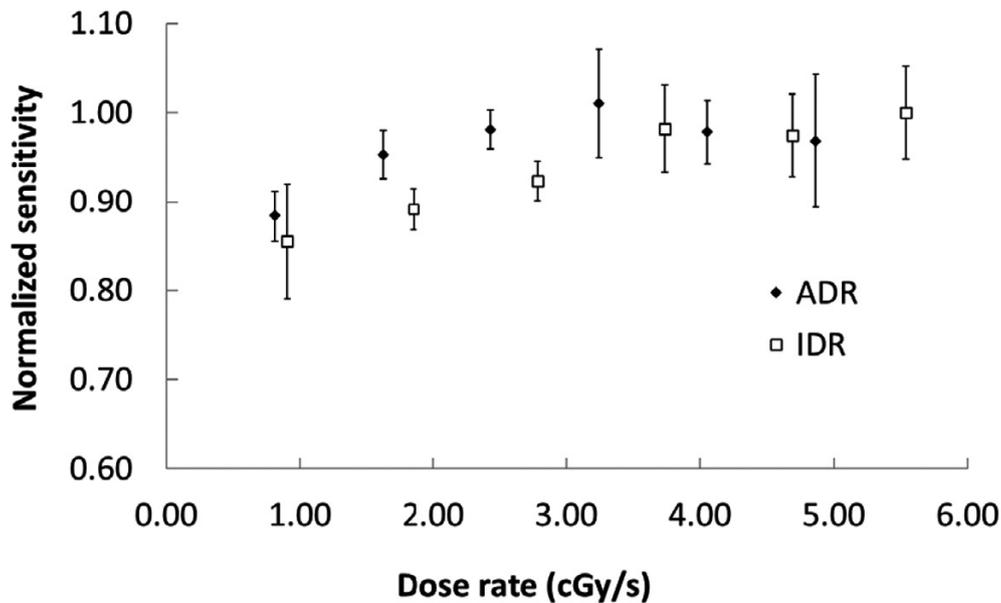


Figura 4.7: Sensibilidad promedio normalizada frente a la tasa de dosis absorbida para el modelo BPW34S: Tasa de dosis promedio (ASC) con símbolos sólidos y tasa de dosis instantánea (IDR) con símbolos vacíos. Las incertidumbres representan la desviación estándar de las tres muestras por conjunto.

4.2. CARACTERIZACIÓN Y MODELO TÉRMICO DE FOTORRESISTENCIAS. VALIDACIÓN

Como se ha dicho, el efecto de la temperatura en los dispositivos semiconductores electrónicos interfiere en sus aplicaciones como detectores. En este caso, la deriva térmica de la corriente es bastante significativa. En esta sección se presentan los resultados de la caracterización térmica de las fotorresistencias.

Los resultados experimentales muestran una buena concordancia con el modelo del termistor en el rango de temperaturas estudiado, como se ilustra en la Figura 4.8, que

presenta la dependencia de la temperatura promedio de las tres muestras en el rango de 0 °C a 50 °C. Se observa claramente que los sensores exhiben una dependencia significativa con la temperatura.

Con el fin de lograr mediciones precisas de la dosis, se pueden seguir dos estrategias:

- Medir la temperatura y compensar su influencia utilizando la ecuación (3.2).
- Realizar la medición de dosis en una sala con temperatura controlada, evitando así la deriva térmica del sensor. Esta última opción es comúnmente empleada en los centros de radioterapia.

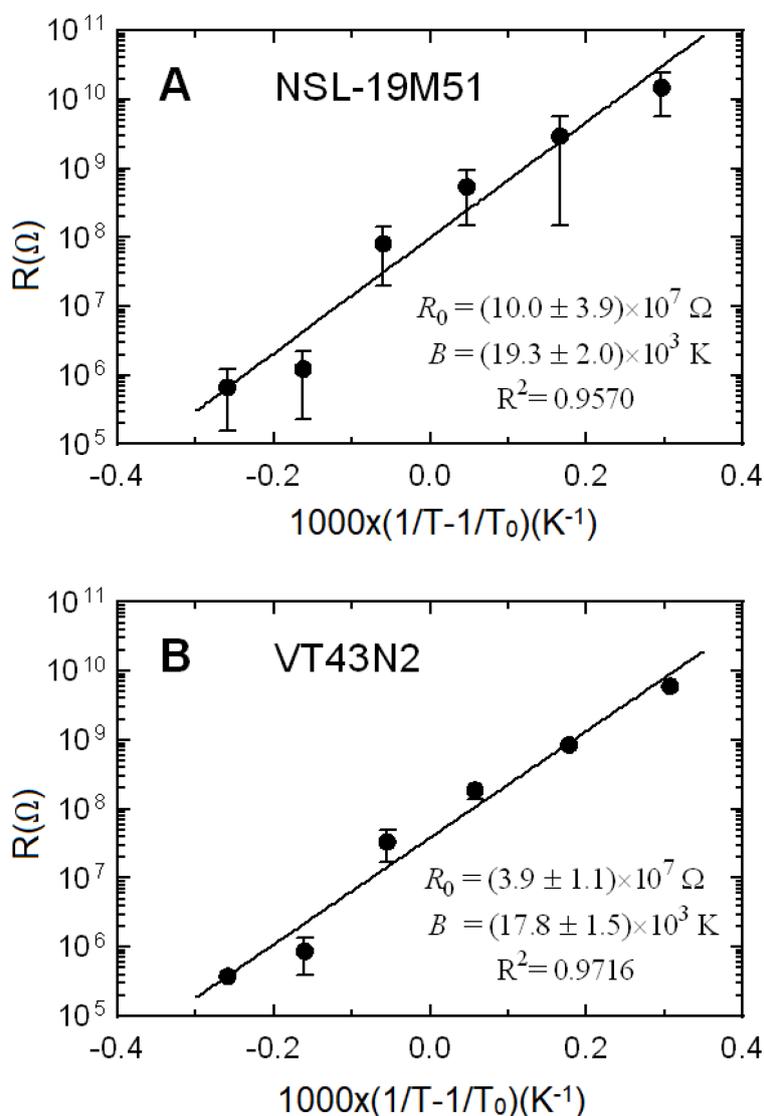


Figura 4.8: Resistencia promedio de las tres muestras frente a la inversa de la temperatura según la ecuación (3.2) para los modelos (A) NSL-19M51 y (B) VT43N2. También se muestran las resistencias a la temperatura de referencia, R_0 , y la temperatura característica, B . Las incertidumbres corresponden a un factor de cobertura $k = 2$ y, en algunos casos, las incertidumbres no se pueden visualizar porque son más pequeñas que los símbolos utilizados para representar los datos experimentales.

4.3. CARACTERIZACIÓN Y MODELO TÉRMICO DE FOTODIODOS. VALIDACIÓN

A continuación se presentan los resultados de la dependencia del fotodiodo PIN BPW34S con la temperatura. Como se muestra en la Figura 4.9, se observó una dependencia exponencial, lo que resultó en una corriente de oscuridad promedio, $I_{\text{avg}} = (17 \pm 3) \text{ nA}$ a $25 \text{ }^\circ\text{C}$. Este valor concuerda con el valor proporcionado por el fabricante para $V_R = 10 \text{ V}$ y $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, que es de 2 nA con un valor máximo de 30 nA [Sem02]. Las barras de error en la Figura 4.9 representan la desviación estándar de las tres muestras estudiadas. Se encontró una alta incertidumbre a $10 \text{ }^\circ\text{C}$, lo cual puede explicarse de la siguiente manera: a bajas temperaturas, la corriente de oscuridad es extremadamente baja, lo que resulta en un efecto relativo mayor de la interferencia de la luz ambiental en comparación con otras temperaturas.

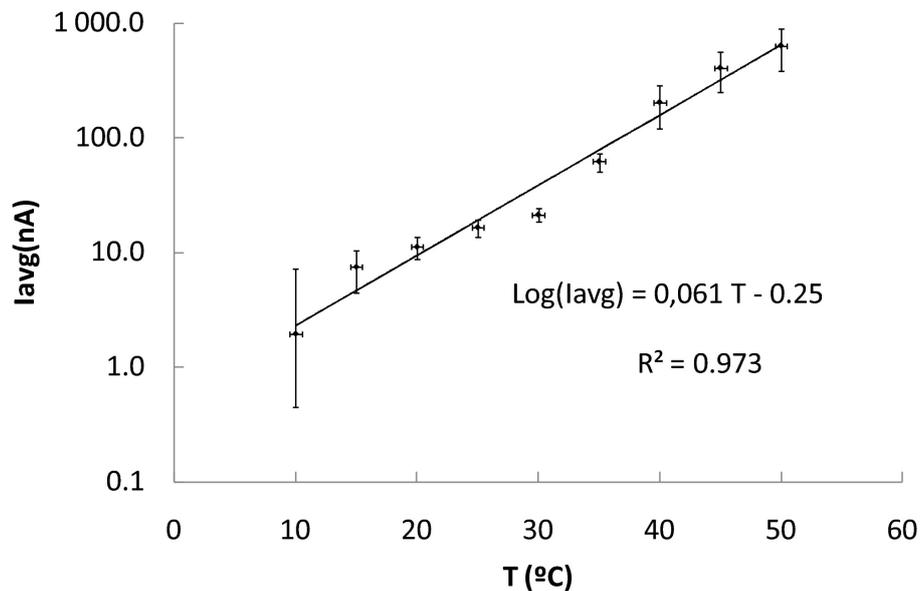


Figura 4.9: Resultados experimentales de la caracterización térmica del fotodiodo PIN BPW34S: datos experimentales promedio del conjunto de tres muestras.

El comportamiento de las tres muestras fue similar, y se realizó un ajuste de las corrientes medias, I_{avg} , en función de la temperatura para obtener una pendiente $m = (0.61 \pm 0.04) \log(\text{nA})/^\circ\text{C}$ y una ordenada en el origen $n = (-0.25 \pm 0.13) \log(\text{nA})$ (Figura 4.9). Por lo tanto, la deriva térmica de la corriente de oscuridad a 10 V se puede modelar

como:

$$I(T) = 10^{(m \cdot T + n)}. \quad (4.1)$$

Para aplicar este modelo será necesario conocer de forma precisa la temperatura del dispositivo y, para ello, se polarizará el fotodiodo como un diodo convencional para registrar la temperatura en función de la tensión directa del mismo, como se mostrará en la sección 4.3.

A continuación se describirá y validará la técnica de conmutación de la corriente en el fotodiodo para la medida de la temperatura interna del mismo y poder aplicar el modelo térmico anterior, ecuación (4.1).

Se realizó la medición de la dependencia térmica de V_F a corriente constante polarizando a 1 mA para minimizar el efecto Joule y el autocalentamiento del dispositivo. En la Figura 4.10 se observa una clara dependencia lineal de V_F con la temperatura. El coeficiente lineal de temperatura promedio, α , se calculó como el promedio de los coeficientes térmicos de los tres fotodiodos estudiados, obteniendo un valor de $\alpha = (-2.32 \pm 0.01)$ mV/K. Por lo tanto, este modelo lineal nos permite obtener una precisa determinación de la temperatura del dispositivo simplemente midiendo V_F , lo cual es objetivamente más sencillo que medir directamente la temperatura. Este modelo térmico fue validado utilizando el conjunto de tres muestras, tal como se muestra en la Figura 4.10. Aquí, se muestra tanto la dependencia promedio con la temperatura de los tres diodos (símbolos negros) como su corrección utilizando el ajuste lineal (símbolos grises). Se ha obtenido un excelente ajuste exponencial (línea de puntos) de los datos experimentales. Por otro lado, también se representa la dependencia con la temperatura de la corriente de oscuridad medida en las mismas condiciones que durante la irradiación, es decir, con una tensión inversa de 10 V. Se puede observar que sigue un comportamiento exponencial, como era de esperar de acuerdo con el modelo teórico de este parámetro [Sze21]. Tanto los modelos teóricos como los parámetros de ajuste se presentan en la Tabla 4.2. Estos resultados aseguran una precisa corrección de la corriente de oscuridad con respecto a la temperatura y, por lo tanto, de la línea base de la fotocorriente inducida en este dispositivo utilizado como sensor dosimétrico, como se demostrará más adelante. Además, es importante destacar que durante la irradiación, la fotocorriente inducida es del orden de cientos de nA, lo cual es despreciable en comparación con la corriente directa (1 mA) en el modo de medición de temperatura, por lo que no afecta al proceso de compensación térmica.

	V_F vs T	I_S vs T
Modelo Teórico	$V_F = \alpha \hat{A}T + \beta$	$I_S = A \hat{A} e^{BT}$
Parámetros de ajuste	$\alpha = (-2.32 \pm 0.01) \text{ mV/K}$ $\beta = (614 \pm 2) \text{ mV}$ $R^2 = 0.9999$	$A = (1.7 \pm 0.3) \text{ A}$ $B = (0.096 \pm 0.007) \text{ K}^{-1}$ $R^2 = 0.9977$

Tabla 4.2: Modelado de las dependencias V_F e I_S con la temperatura.

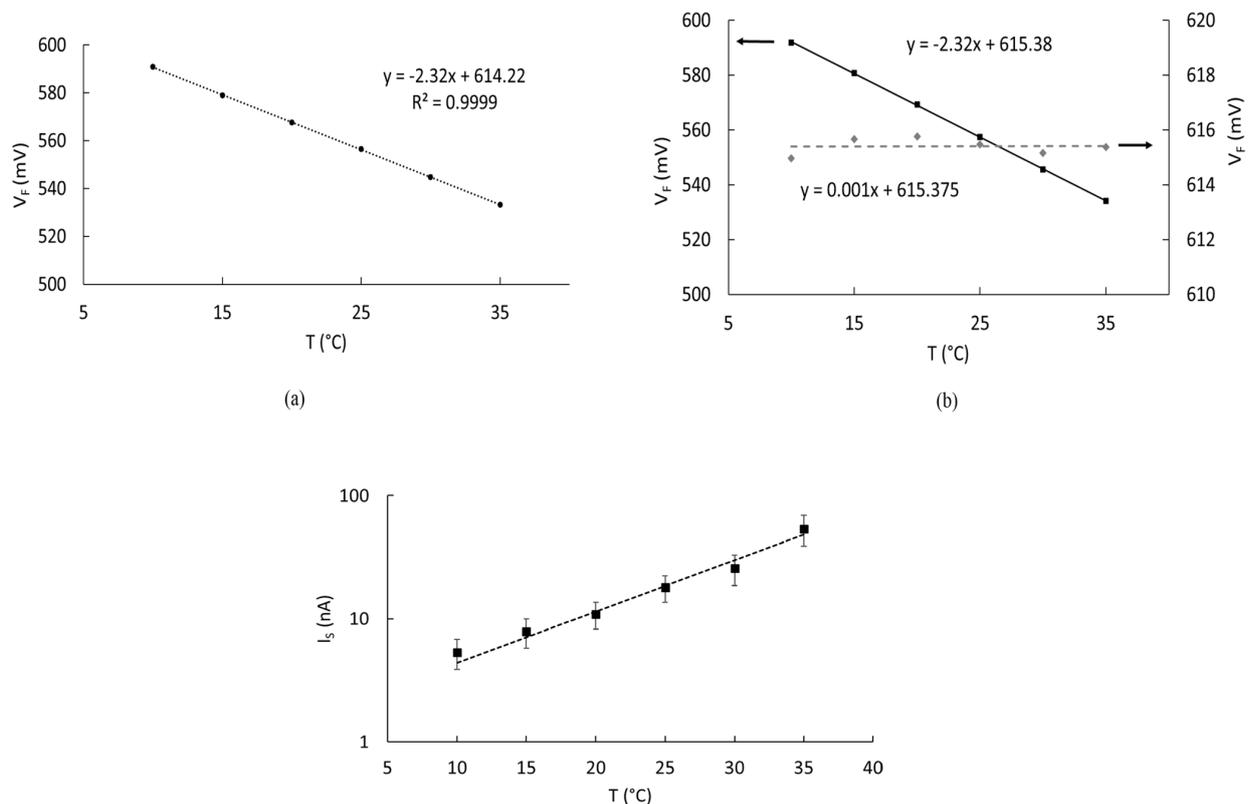


Figura 4.10: (a) V_F a corriente constante ($I_D = 1 \text{ mA}$) frente a temperatura para el grupo de sensores bajo estudio. Los datos experimentales se muestran con símbolos y el ajuste lineal con la línea discontinua. Se presentan los valores promedio de los tres sensores. Las barras de error son más pequeñas que los símbolos; (b) V_F frente a la temperatura a 1 mA para el grupo de sensores bajo estudio. Los símbolos y la línea de tendencia de color negro corresponden a los datos experimentales y al ajuste lineal, respectivamente, y los grises representan la corrección de temperatura proporcionada por el modelo de (a). Las barras de error son más pequeñas que los símbolos; (c) corriente de oscuridad, I_S , que muestra los datos experimentales (símbolos cuadrados) y el ajuste exponencial (símbolos de línea de puntos) con polarización inversa de 10 V.

4.3.1. MODIFICACIÓN DE LA UNIDAD LECTORA

Durante la caracterización dosimétrica de los fotodiodos BPW34S, se utilizó el procedimiento de dos fases arriba descrito, que involucraba la polarización directa e inversa del

fotodiodo PIN. Este enfoque permitió una monitorización continua y precisa de la temperatura del dispositivo, así como una compensación en tiempo real de la deriva térmica. Para este propósito, se desarrolló un sistema dosimétrico que constaba de una nueva unidad lectora destinada especialmente a las medidas dosimétricas con fotodiodos. Esta unidad incluía un módulo de polarización que permitía la conmutación del fotodiodo en los dos modos de operación descritos anteriormente, así como los convertidores corriente-tensión y los amplificadores y filtros necesarios para optimizar la medida de la fotocorriente y de la tensión directa, V_F . Este sistema se basó en un diseño previo desarrollado por nuestro grupo de investigación [Car12].

La Figura 3.16 muestra la arquitectura completa de la unidad lectora, resaltando la capacidad de seleccionar la polarización del fotodiodo. Para poder medir la tensión V_F , que es proporcional a la temperatura, y realizar una compensación térmica, se incorporó un conmutador analógico ADG419 (Analog Devices, EE.UU.). Este conmutador permitía poner el fotodiodo en polarización directa y medir la tensión V_F , que muestra una dependencia lineal con la temperatura con una pendiente de aproximadamente $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Es decir, la tensión V_F medida con una corriente constante disminuye en 2 mV por cada $^\circ\text{C}$ que aumenta la temperatura del dispositivo. Esto permitía medir el incremento de temperatura, que es una de las principales fuentes de incertidumbre en este tipo de dispositivos. En estas condiciones, la fotocorriente (del orden de nA a la máxima tasa de dosis) es mucho menor que la corriente en directa (1 mA), por lo que la radiación no afecta a la medida de V_F .

4.3.2. VALIDACIÓN EXPERIMENTAL

Con esta topología, fue posible medir alternativamente tanto V_F como la fotocorriente inducida. Cuando el microcontrolador seleccionaba la modalidad para medir la corriente generada por la radiación, el fotodiodo se polarizaba a -10 V y la corriente generada estaba relacionada con la tasa de dosis absorbida. Tras ello, la unidad lectora conmutaba para medir V_F . En esta configuración, el interruptor analógico desconectaba el fotodiodo de la tensión de polarización y del convertidor I/V y lo conectaba entre tierra y corriente de sumidero. En este caso, V_F se medía a través de un búfer y un amplificador basados en el amplificador operacional TL072 (Texas Instruments, EE.UU.). Además, se incluyó un circuito de corriente disipadora configurable diseñado con un chip LM334 (Texas

Instruments, EE.UU.) para polarizar los fotodiodos en la región directa.

El circuito mostrado en la Figura 4.11 equilibraba el coeficiente de temperatura positivo (LTC) del LM334 [Tex00] con el coeficiente de temperatura negativo del diodo de silicio con polarización directa. Esto se logró utilizando un diodo 1N4148 (Vishay, EE.UU.) y las resistencias R_1 y R_2 configuradas para seleccionar la corriente deseada ($3.3\text{ k}\Omega$ y $33\text{ k}\Omega$, respectivamente). Con esta configuración, se estableció una corriente de 1 mA para minimizar el autocalentamiento del diodo.

El procedimiento de dos fases se puede observar en el gráfico temporal mostrado en la Figura 4.11. Para garantizar la estabilización de la señal, el período de tiempo de este procedimiento de dos fases fue de 1 segundo . Durante la fase I, se realizaba la medición de V_F al polarizar el fotodiodo en directa. Posteriormente, se pasaba a la fase II, donde se medía la fotocorriente generada al polarizar el fotodiodo en inversa.

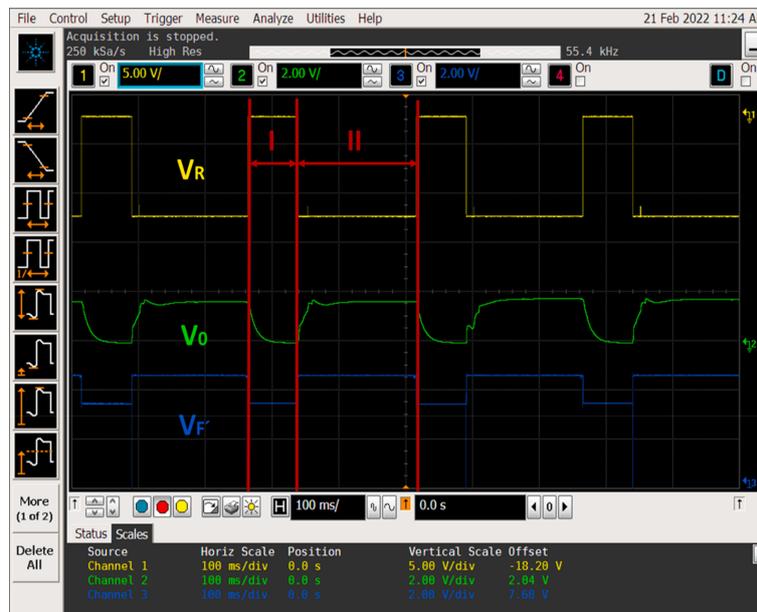


Figura 4.11: Captura de pantalla de un osciloscopio del funcionamiento del sistema. Las líneas amarilla y azul muestran las tensiones inversa y directa, respectivamente, que se aplican en las fases I y II. La fase I representa la medición de la temperatura en polarización directa y la fase II la medición de la fotocorriente, incluida la compensación por el efecto de la temperatura. La línea verde, V_{S0} , es la tensión de salida en la Figura 3.16.

4.4. RESPUESTA CON LA TASA DE DOSIS ABSORBIDA DE LAS FOTORRESISTENCIAS

En la Figura 4.12 se presentan los resultados obtenidos. En la parte (A) se muestra el transitorio de la corriente medida para una muestra del modelo NSL-19M51 polarizado a 150 V, irradiado con una tasa de dosis absorbida de 300 cGy/min. Por otro lado, en la parte (B) se muestra el transitorio de la corriente medida para el modelo VT43N2 polarizado a 50 V e irradiado con una tasa de dosis absorbida de 250 cGy/min. En las partes (C) y (D) se muestra la respuesta a la radiación de una cámara de ionización PTW 30010.

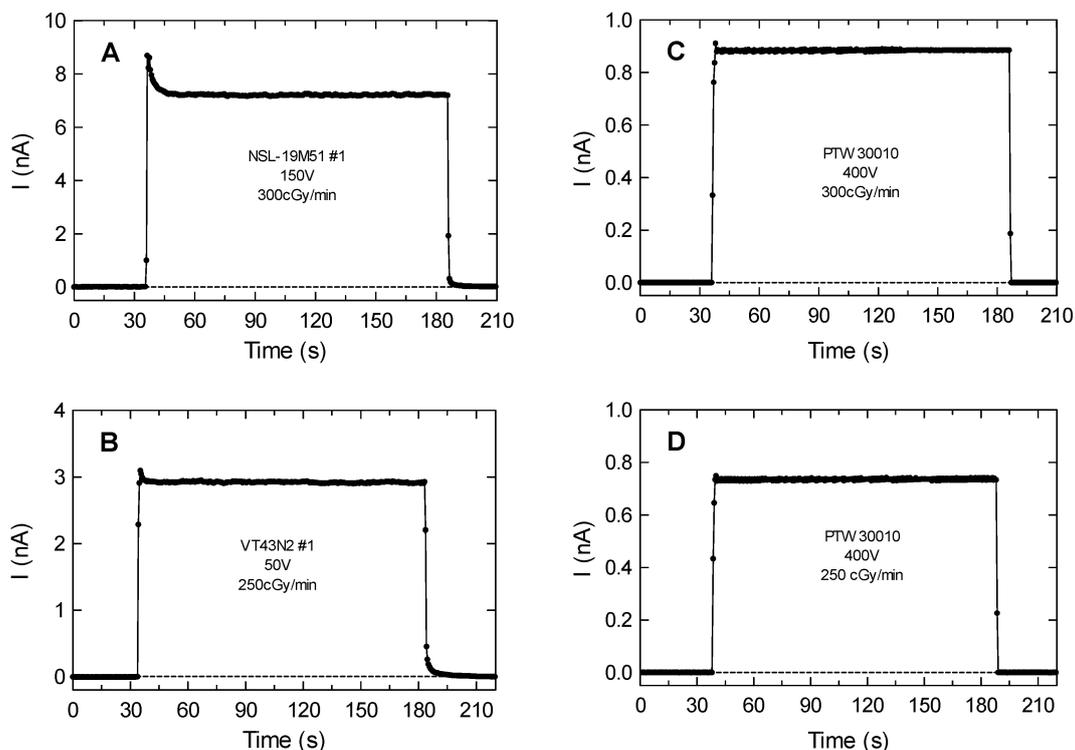


Figura 4.12: (A) Transitorios de corriente frente al tiempo para el modelo NSL-19M51 al polarizarlo a 150 V e irradiarlo a una tasa de dosis absorbida de 300 cGy/min, y (B) VT43N2 a 50 V con tasa de dosis de 250 cGy/min. (C) y (D) Transitorios de corriente de la cámara de ionización PTW 30010 polarizados a 400 V con tasas de dosis absorbidas de 300 y 250 cGy/min respectivamente. La línea horizontal corresponde a tres veces la desviación estándar de los valores de la corriente de la línea base. En este caso, las incertidumbres corresponden a un factor de cobertura $k = 2$, y no se pueden apreciar por ser más pequeñas que los símbolos utilizados para representar los datos experimentales.

Las respuestas a la radiación de las fotorresistencias estudiadas son del mismo tipo

que las de la cámara de ionización. Sin embargo, se observan diferencias al comienzo del transitorio (pico inicial) debido a los efectos capacitivos de las fotorresistencias y al ruido de disparo mencionado en un capítulo anterior. Cuando los rayos X inciden sobre la superficie de la fotorresistencia, se generan portadores por transiciones de banda a banda o por transiciones que involucran niveles de energía prohibidos, lo que resulta en un aumento de la conductividad [Sol93]. Estos picos agudos iniciales observados no han sido estudiados previamente en este contexto y se cree que están relacionados con los portadores generados a partir de los niveles de trampa. Se ha encontrado experimentalmente que la amplitud de estos picos iniciales que aumenta con la tensión de polarización y es diferente de una muestra a otra. Esto sugiere que los picos están relacionados con la generación de portadores y el vaciamiento de las trampas presentes en las fotorresistencias. Los decaimientos máximos muestran el vaciamiento de estas trampas. Cuando se han descargado completamente, lo que permanece es una corriente estacionaria generada por las transiciones de banda a banda. La dependencia de la amplitud de pico máxima con la tensión de polarización se puede explicar por la separación más eficiente de electrones-huecos antes de la recombinación a tensiones más elevadas que para la corriente estacionaria inducida.

El período de irradiación de las fotorresistencias se determina cuando el valor de la corriente supera tres veces la desviación estándar de la línea base, como se muestra con líneas discontinuas en la Figura 4.12. De esta forma, una vez calibrado el sensor, conociendo la tensión de polarización se podría extraer tanto la tasa de dosis absorbida como la dosis acumulada a partir de los transitorios de corriente, como se ilustra en la Figura 4.12:

- La tasa de dosis absorbida se calcularía a partir de la corriente promedio en la zona estable (ASC), es decir, excluyendo el pico inicial. Dicha corriente promedio está definida como el incremento de corriente desde la línea base sin irradiación hasta el valor de corriente durante la irradiación. Las incertidumbres se han estimado mediante propagación cuadrática de 2 veces la desviación estándar de las mediciones en la zona plana y la sensibilidad del electrómetro.
- La dosis acumulada se determinaría a partir de la carga producida durante la irradiación (CPI), calculada como la integral temporal de la corriente en el período de irradiación previamente definido.

En la Figura 4.13 se muestran las curvas de calibración de la corriente promedio en estado estable y la tasa de dosis absorbida para las muestras NSL-19M51#1 y VT43N2#1,

a diferentes tensiones de polarización. En estas curvas se observa una tendencia lineal, lo cual concuerda con lo esperado según los estudios preliminares realizados. A una tensión de polarización constante, la corriente y la resistencia son inversamente proporcionales, por lo que se esperaba obtener una tendencia similar a la obtenida al representar R^{-1} en función de la tasa de dosis absorbida (Figura 4.3). Además, se observa que la sensibilidad aumenta al incrementar la tensión de polarización. Esto se debe a que, a medida que aumenta el campo eléctrico, se reduce la probabilidad de recombinación de los pares electrón-hueco generados por la radiación, ya que son separados más rápidamente al haberse incrementado el campo eléctrico dentro del dispositivo. Esto conduce a una mayor generación de carga y, por lo tanto, a una mayor sensibilidad del dispositivo.

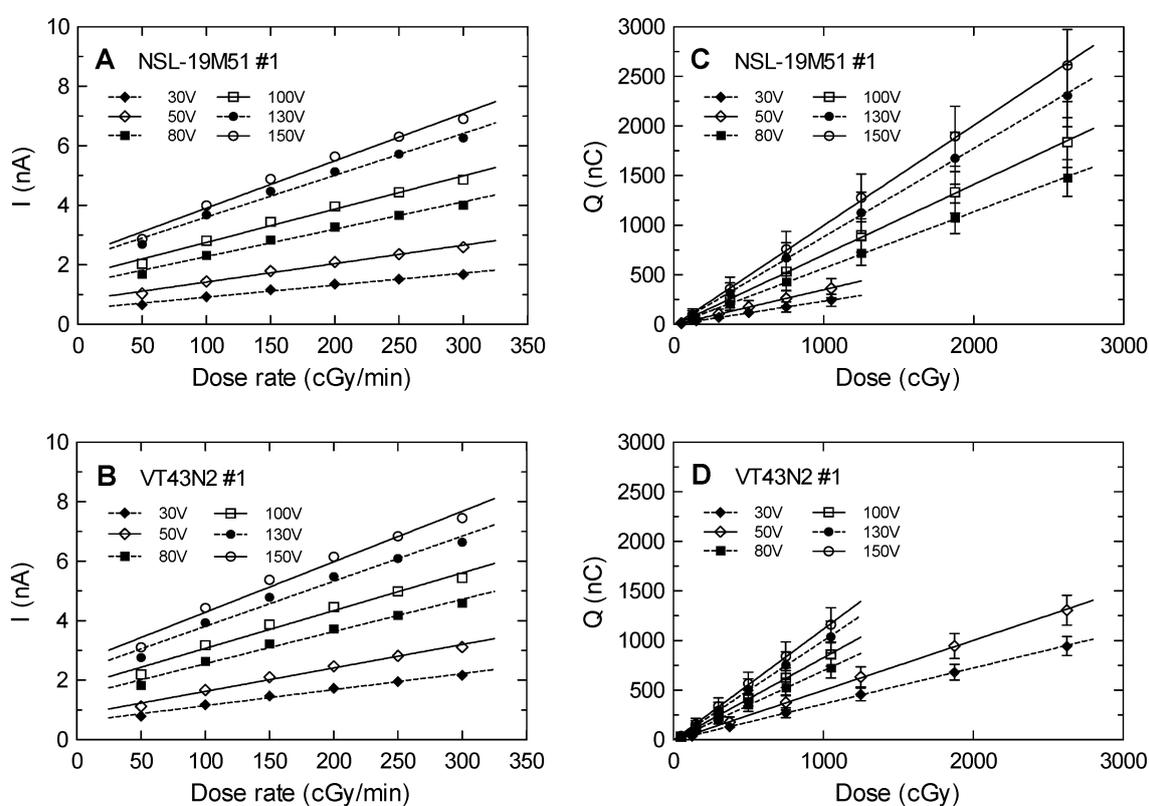


Figura 4.13: (A) y (B) Corriente promedio en el estado estacionario (ASC) frente a la tasa de dosis absorbida; y (C) y (D) carga generada (CPI) frente a la dosis acumulada para ambos modelos (NSL-19M51#1 y VT43N2#1) al polarizarlos a diferentes tensiones. Las incertidumbres corresponden a un factor de cobertura $k = 2$, pero las barras de error son más pequeñas que los símbolos empleados para representar los puntos. Las líneas corresponden a las tendencias lineales para cada tensión de polarización.

La Tabla 4.3 resume las sensibilidades y los coeficientes de determinación para los cálculos de tasa de dosis absorbida y dosis acumulada. El valor mínimo del coeficiente de determinación (R^2) obtenido es de 0.986, correspondiente al modelo VT43N2 polarizado a 130 V. Esto indica que la corriente producida es proporcional a la tasa de dosis absorbida

en el rango analizado. En cuanto a la sensibilidad, se observa un error de reproducibilidad cercano al 10 % para ambos modelos de fotorresistencia. Sin embargo, sus áreas de detección son diferentes. El modelo VT43N2 tiene un área de detección más grande que el NSL-19M51, lo que le permite proporcionar una corriente más alta con la misma tensión de polarización. Si se requieren sensores de tamaño pequeño, el NSL-19M51 sería más adecuado.

En la Figura 4.14 se muestra la dependencia de la sensibilidad con la tensión de polarización, y se observa un excelente comportamiento lineal. Es importante destacar que ambas pendientes, a , presentan valores muy similares, lo cual es consistente con su composición similar. Por otro lado, las ordenadas en el origen, b , son diferentes debido a las diferentes dimensiones y corrientes de oscuridad de los modelos, que están estrechamente relacionadas.

NSL-19M51		(1)		(2)		(3)		Promedio
$I = aR + b$	a (nC/cGy)	R^2	a (nC/cGy)	R^2	a (nC/cGy)	R^2	a (nC/cGy)	
30 V	0.23 ± 0.02	0.987	0.24 ± 0.03	0.986	0.24 ± 0.02	0.989	0.24 ± 0.02	
50 V	0.34 ± 0.03	0.990	0.37 ± 0.04	0.987	0.37 ± 0.04	0.989	0.36 ± 0.03	
80 V	0.55 ± 0.05	0.991	0.55 ± 0.06	0.987	0.55 ± 0.06	0.989	0.551 ± 0.004	
100 V	0.69 ± 0.07	0.990	0.67 ± 0.08	0.987	0.67 ± 0.07	0.990	0.68 ± 0.02	
130 V	0.86 ± 0.09	0.989	0.84 ± 0.10	0.986	0.84 ± 0.08	0.991	0.85 ± 0.03	
150 V	0.98 ± 0.10	0.989	0.95 ± 0.11	0.986	0.94 ± 0.09	0.991	0.96 ± 0.04	
VT43N2		(1)		(2)		(3)		Promedio
$I = aR + b$	a (nC/cGy)	R^2	a (nC/cGy)	R^2	a (nC/cGy)	R^2	a (nC/cGy)	
30 V	0.36 ± 0.03	0.994	0.32 ± 0.03	0.992	0.34 ± 0.03	0.993	0.34 ± 0.04	
50 V	0.50 ± 0.04	0.993	0.47 ± 0.04	0.991	0.47 ± 0.04	0.991	0.48 ± 0.03	
80 V	0.68 ± 0.07	0.989	0.63 ± 0.07	0.988	0.62 ± 0.06	0.990	0.65 ± 0.06	
100 V	0.81 ± 0.08	0.989	0.74 ± 0.09	0.986	0.74 ± 0.08	0.988	0.76 ± 0.07	
130 V	0.97 ± 0.11	0.986	0.89 ± 0.11	0.985	0.92 ± 0.10	0.988	0.92 ± 0.08	
150 V	1.08 ± 0.12	0.987	0.99 ± 0.13	0.984	1.04 ± 0.11	0.987	1.04 ± 0.09	

Tabla 4.3: Sensibilidades de las fotorresistencias, a , y coeficientes de determinación del conjunto de dispositivos analizados (factor de cobertura $k = 2$).

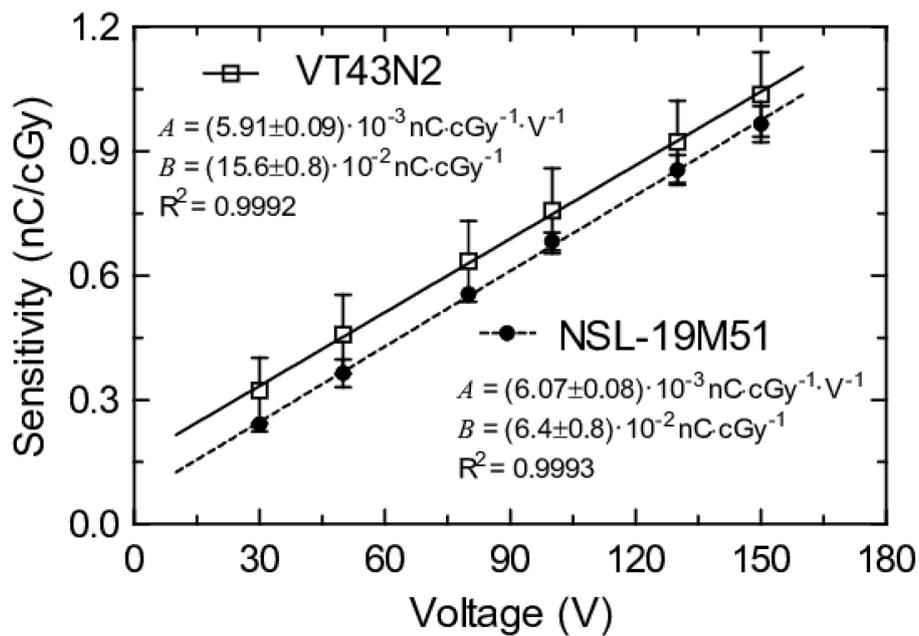


Figura 4.14: Sensibilidad de la fotorresistencia frente a la tensión de polarización para ambos modelos estudiados (NSL-19M51#1 y VT43N2#1). Los datos experimentales se representan mediante símbolos y también se muestran las líneas de tendencia lineal ($y = A \cdot x + B$). Las incertidumbres corresponden a un factor de cobertura $k = 2$.

Para contrarrestar la degradación del rendimiento del sensor y mejorar la reproducibilidad del detector, se aplicó una sesión de pre-irradiación de 120 Gy a una muestra del modelo NSL-19M51. Esta técnica se utiliza comúnmente en otros detectores de radiación, como los diodos, y consiste en exponer la muestra a una dosis de radiación previa para aumentar y hacer prevalecer la concentración de trampas radioinducidas en el material antes de su uso como sensor de radiación [Yor05].

Después de la sesión de pre-irradiación, se observó que la degradación del rendimiento de la fotorresistencia NSL-19M51 fue inferior al 1% para una dosis acumulada de 10 Gy cuando se polarizó a 150 V. Sin embargo, sin dicha sesión de pre-irradiación la degradación fue del 4.7%.

4.5. RESPUESTA CON LA TASA DE DOSIS ABSORBIDA DEL FOTODIODO BPW34S

Como se indicó anteriormente, se seleccionó el fotodiodo PIN BPW34S (Vishay, EE.UU.) como sensor dosimétrico. El motivo de esta elección fue que este dispositivo optoelectrónico

nico ya se ha caracterizado previamente como detector de radiación bajo las condiciones aplicadas típicamente en los tratamientos de radioterapia, mostrando una respuesta prometedora en términos de sensibilidad y reproducibilidad [And13, Rui20].

La Figura 4.15 muestra la deriva térmica de la muestra #4 durante el experimento de irradiación. Se puede observar un calentamiento de aproximadamente $0.35\text{ }^{\circ}\text{C}$ debido a la deposición de energía del haz de fotones y al autocalentamiento. Esta deriva térmica genera una deriva en la línea base de la corriente de oscuridad, lo cual debe corregirse para obtener mediciones precisas de la tasa de dosis absorbida.

Para corregir la deriva térmica, se aplicó un método de compensación que utiliza la medición de la temperatura a través de la tensión V_F del fotodiodo polarizado en directa. Esto permitió obtener una corrección precisa de la línea base y una determinación precisa de la tasa de dosis absorbida.

La Figura 4.16 muestra la corriente del fotodiodo durante todo el ciclo de irradiación de la muestra #4. En el recuadro ampliado se observan los datos de la línea base correspondientes a la corriente de oscuridad. Los puntos azules representan la línea base no compensada, que muestra una desviación total de 0.20 nA . Esta desviación representa un error relativo máximo del 1.5% en el peor de los casos (para la tasa de dosis absorbida más baja, 0.81 cGy/s).

Sin embargo, al aplicar el método de compensación se reduce el error relativo por debajo del 0.2% , como puede apreciarse en la Figura 4.16 (puntos rojos). Esto representa una reducción significativa de la deriva térmica lineal de la línea base en un factor de 7.5.

La Figura 4.17 muestra la sensibilidad a la radiación de cada fotodiodo irradiado. La sensibilidad se calculó como la pendiente del ajuste lineal de la corriente generada por la radiación incidente en función de la tasa de dosis absorbida para cada dispositivo. Se obtuvo una sensibilidad media de $S = (12 \pm 2)\text{ nC/cGy}$.

La reducción de la sensibilidad medida en comparación con el valor obtenido previamente se debe a que el fotodiodo se polarizaba en directa para implementar el procedimiento de compensación de temperatura en lugar de estar siempre polarizado en inversa durante la irradiación. Así, mientras se mide la tensión V_F no se integra la corriente, pues se camufla dentro de ese 1 mA de corriente en directa.

En cuanto a la repetibilidad y estabilidad de la respuesta del sensor, se realizaron ciclos de irradiación de alta a baja tasa de dosis y de baja a alta tasa de dosis. Se encontró que la degradación de la sensibilidad era inferior al 2% en el rango de dosis de hasta 21.4 Gy .

La Figura 4.18 muestra la degradación relativa de la sensibilidad durante el ciclo de

irradiación. La Tabla 4.4 presenta los parámetros de ajuste de las curvas de la Figura 4.18, obteniendo dicha ligera reducción de la sensibilidad en la segunda parte del ciclo de irradiación (de baja a alta tasa de dosis absorbida). Nótese que puede parecer que presentan distintas dependencias, pero se debe a que los datos se encuentran representados en dos ejes distintos para diferenciar ambas gráficas, pero la degradación es prácticamente inexistente.

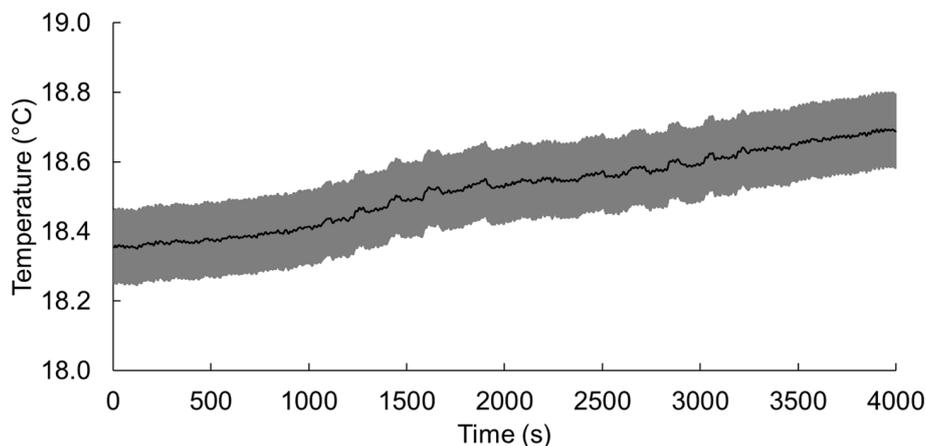


Figura 4.15: Deriva de temperatura de la muestra #4 durante el experimento de irradiación con el procedimiento propuesto. El intervalo sombreado representa las incertidumbres de los datos experimentales.

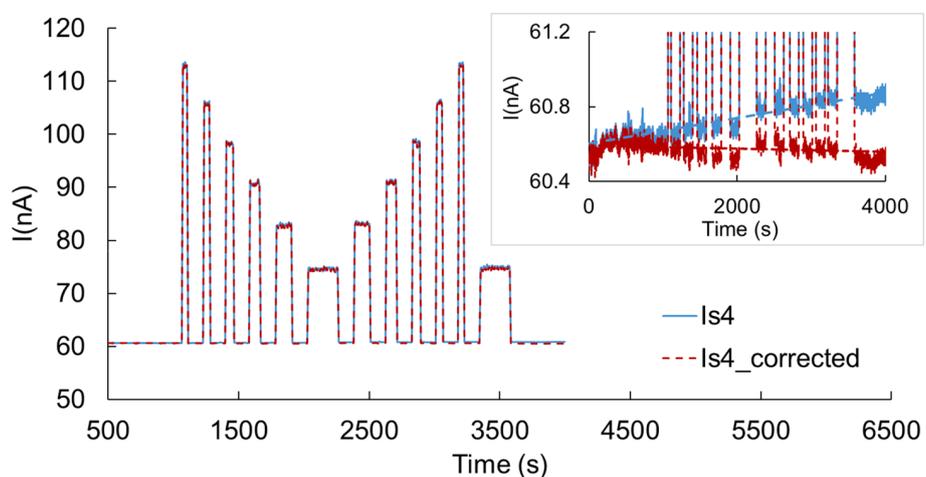


Figura 4.16: Fotocorriente experimental durante la caracterización dosimétrica de la muestra #4, en la que se representa el ciclo completo de irradiación propuesto. El recuadro muestra la corriente de oscuridad ampliada antes (I_{s4} , puntos azules) y después ($I_{s4,corrected}$, puntos rojos) de la compensación térmica. Tomada de [Rui22].

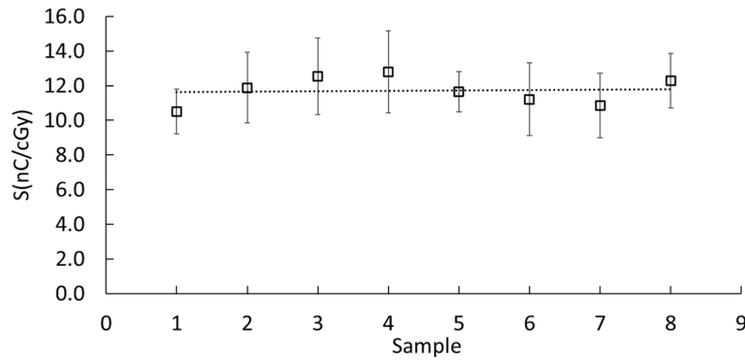


Figura 4.17: Sensibilidad de cada muestra irradiada. La línea representa la sensibilidad promedio.

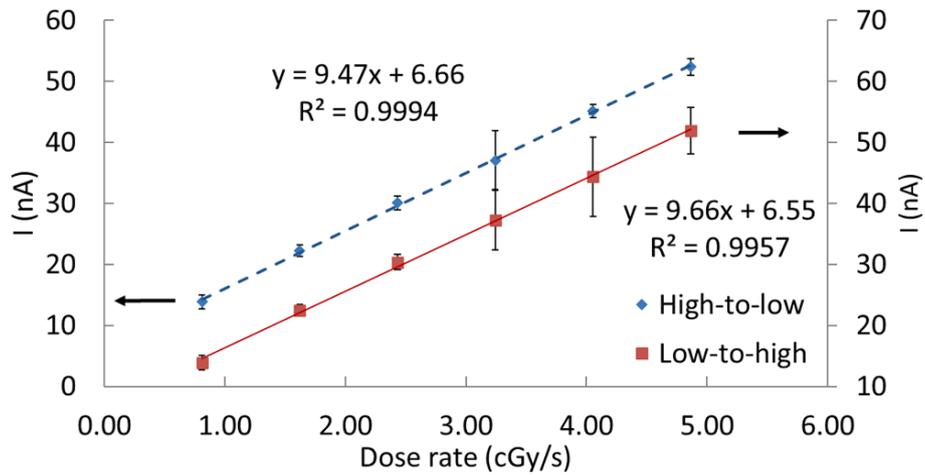


Figura 4.18: Fotocorriente frente a tasa de dosis absorbida en los ciclos de alta a baja tasa de dosis (símbolos de diamantes) y de baja a alta (símbolos cuadrados) para el grupo de muestras bajo estudio. Las líneas representan las tendencias lineales. Tomada de [Rui22].

	Alta \rightarrow Baja tasa de dosis	Baja \rightarrow Alta tasa de dosis
	$Ax + B$	$Cx + D$
Parámetros de ajuste	$A = (9.47 \pm 0.11) \text{ nC/cGy}$ $B = (6.7 \pm 0.3) \text{ nA}$	$C = (9.7 \pm 0.3) \text{ nC/cGy}$ $D = (6.6 \pm 0.5) \text{ nA}$

Tabla 4.4: Modelado de la sensibilidad frente a la tasa de dosis absorbida.

4.6. DEPENDENCIA ANGULAR DE LA FOTORRESISTENCIA NSL-19M51

La respuesta de las fotorresistencias se estudió previamente utilizando tensiones de polarización entre 30 y 150 V. Dado que la dependencia de la respuesta a bajas tasas de

dosis es más pronunciada a valores altos de tensión, se decidió utilizar una tensión de polarización de 150 V para el estudio de la dependencia angular. Se seleccionó el modelo NSL-19M51 debido a su menor tamaño.

Los datos obtenidos se ajustaron a la siguiente ecuación:

$$\frac{M \cdot Q_0}{M_0 \cdot Q} = a + b \cos(\theta + \delta) + c \cos^2(\theta + \delta), \quad (4.2)$$

donde M y Q son las medidas de la fotocorriente de la fotorresistencia y de la cámara de ionización, respectivamente, θ es el ángulo de incidencia, δ es el posible desplazamiento angular del material sensible dentro del encapsulado y $M_0 \equiv M(\theta = 0)$ y $Q_0 \equiv Q(\theta = 0)$ son las medidas con la fotorresistencia y la cámara de referencia para un ángulo de incidencia de 0 radianes.

Después de ajustar los parámetros de la ecuación (4.2) y determinar el desplazamiento δ , se realizó el centrado de los datos para su representación gráfica (ver Figura 4.19). En la figura solo se han mostrado las incertidumbres para el dispositivo LDR5 para mayor claridad. Estas incertidumbres son las más grandes entre los tres dispositivos estudiados. Los resultados del ajuste, junto con las respectivas incertidumbres, se presentan en la Tabla 4.5.

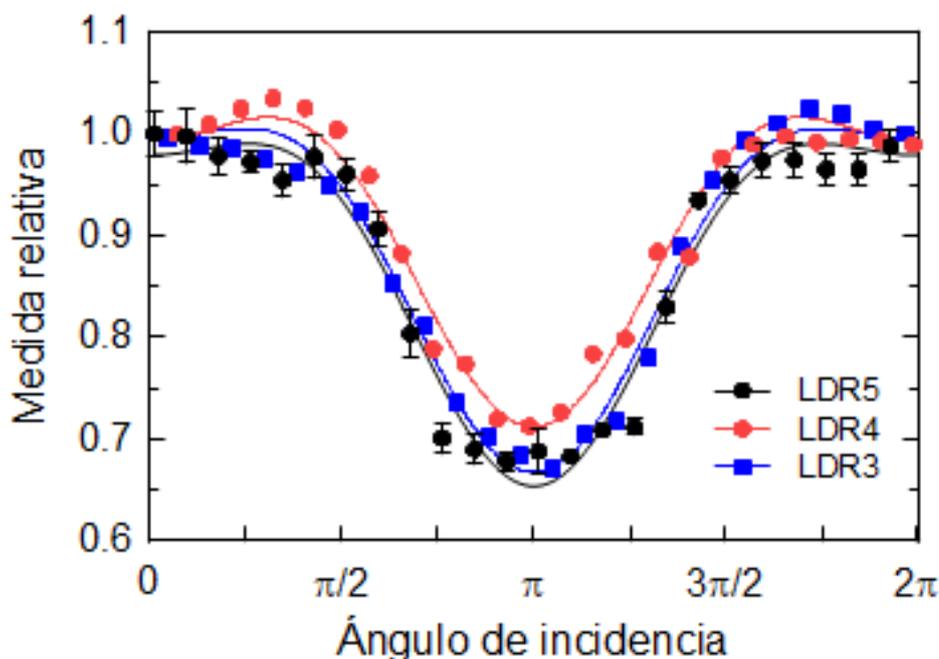


Figura 4.19: Dependencia angular de las tres muestras de la fotorresistencia NSL-19M51.

	LDR3	LDR4	LDR5
<i>a</i>	0.947 ± 0.007	0.976 ± 0.007	0.935 ± 0.009
<i>b</i>	0.164 ± 0.005	0.140 ± 0.005	0.161 ± 0.008
<i>c</i>	-0.12 ± 0.01	-0.12 ± 0.01	-0.12 ± 0.02

Tabla 4.5: Ajustes de la ecuación (4.2) a la respuesta de los tres dispositivos estudiados con el ángulo de incidencia del haz. Se ha corregido el giro sistemático del dispositivo, que está entre 0.1 y 0.2 radianes.

A modo de comparación, el diodo PTW T60016 Diode E (PTW, Alemania) presenta una reducción en la sensibilidad del 10% a $\pi/2$ rad y del 25% para $5\pi/6$ rad, mientras que en la fotorresistencia estudiada esa reducción es del 5% y del 25%, respectivamente, por lo que la dependencia angular es del mismo orden.

Conclusiones

En esta tesis se ha realizado un estudio de sensores dosimétricos no fabricados específicamente para medir radiación ionizante en el campo de la radioterapia, cuyo coste es notablemente inferior a los utilizados en la actualidad. Por una parte, se ha estudiado el uso de fotorresistencias junto con electrómetros clínicos y, por otra, se ha caracterizado y validado experimentalmente un sistema lector no clínico asociado a fotodiodos y fototransistores, obteniendo las siguientes conclusiones:

- Es posible emplear electrómetros de uso común en radioterapia asociados a fotorresistencias como sistemas dosimétricos.
- Es factible medir la tasa de dosis y la dosis acumulada con las fotorresistencias seleccionadas, con algunas limitaciones como el uso de haces de rayos X con tasas de dosis de 50 a 300 cGy/min.
- Se ha registrado para cada irradiación los transitorios de corriente y la carga total generada por la irradiación. A partir de los datos experimentales obtenidos, se pueden calcular con precisión tanto la tasa de dosis absorbida como la dosis acumulada de forma similar a las cámaras de ionización. Además, para el rango de tasas de dosis analizado (comúnmente utilizado en tratamientos de radioterapia), se ha encontrado una respuesta lineal en todos los experimentos con un factor de correlación mínimo de $R^2 = 0.986$ en el peor de los casos. En el caso del modelo NSL-19M51, la sensibilidad varió de (0.24 ± 0.02) a (0.96 ± 0.04) nC/cGy para tensiones de polarización de 30 y 150 V, respectivamente. La sensibilidad del modelo VT43N2 es (0.34 ± 0.04) y (1.04 ± 0.09) nC/cGy para tensiones de 30 y 150 V, respectivamente.

A modo de comparación, la cámara de ionización PTW 30010, comúnmente utilizada en radioterapia, proporciona una sensibilidad promedio de 0.2 nC/cGy a 400 V, que es inferior a las sensibilidades obtenidas con las fotorresistencias incluso con tensiones de polarización más bajas.

- Para realizar la corrección por temperatura, se ha medido la dependencia térmica de las fotorresistencias y se ha modelado de acuerdo con el modelo de termistor simple.
- Además, se ha estudiado la dependencia angular que presentan estos dispositivos.
- Por tanto, las fotorresistencias comerciales junto con un electrómetro clínico muestran un comportamiento adecuado a un coste asequible para medir la tasa de dosis absorbida y la dosis acumulada en las condiciones típicas de los tratamientos de radioterapia.
- Se ha evaluado la respuesta a la radiación de dos modelos de fotodiodos comerciales (VTB8440BH y BPW34S) y dos de fototransistores (OP505A y BPW85B) en condiciones típicas de los tratamientos de radioterapia.
- El módulo diseñado para adaptar el sistema lector desarrollado para MOSFET por nuestro grupo ha resultado adecuado para la caracterización de los modelos de fotodiodo y fototransistor estudiados.
- Todos los dispositivos han mostrado una muy buena linealidad de la corriente generada por la radiación con la tasa de dosis promedio.
- Sin embargo, se ha encontrado una degradación de la sensibilidad superior al 20 % para todos los modelos para la dosis absorbida máxima analizada (21.4 Gy), excepto para el fotodiodo PIN BPW34S, que es inferior al 2 %. Por lo tanto, este modelo ha sido seleccionado como candidato adecuado para ser utilizado como sensor dosimétrico.
- Se han analizado las dependencias de la sensibilidad con la tasa de dosis promedio e instantánea, lo que ha resultado en una menor sensibilidad para tasas de dosis bajas. Se ha encontrado una reducción de la sensibilidad del 15 % para la sesión de irradiación de tasa de dosis más baja con respecto a la sensibilidad alcanzada en la sesión de irradiación de tasa de dosis más alta. Se midió una sensibilidad promedio de (13.9 ± 0.5) nC/cGy con un tensión de polarización inversa de 10 V, que no ha mostrado diferencias significativas con la tasa de dosis promedio o instantánea.

- Dadas todas estas características, este dispositivo resulta apto para ser utilizado como dosímetro de bajo coste para tratamientos de radioterapia.
- Se ha presentado y probado experimentalmente un método para la compensación térmica de la corriente generada por la radiación en fotodiodos. Se basa en la dependencia lineal entre la temperatura y la tensión directa de una unión p-n.
- Midiendo esta tensión directa, podemos monitorizar la temperatura del dispositivo y corregir la alta dependencia térmica de la corriente de oscuridad.
- Se destaca su ventaja de prescindir de sensores externos para obtener la temperatura. Además, este dispositivo monitoriza la temperatura interna del diodo de silicio en lugar de la temperatura ambiente, que no siempre coincide con la interna del dispositivo. Para lograr esto, se han realizado algunas modificaciones en la unidad lectora previamente desarrollada por nuestro grupo de investigación.
- Para validar el algoritmo, se estudió el fotodiodo PIN BPW34S como sensor de radiación en modo corriente. Aplicando el algoritmo de compensación implementado en la unidad lectora, la deriva térmica de la corriente de oscuridad del fotodiodo se redujo de 1.5 % a 0.2 % para la tasa de dosis absorbida más baja. Además, con una dosis acumulada de 21.4 Gy de haces de fotones de 6 MV se obtuvo una degradación de la sensibilidad por debajo del 2 % y una sensibilidad media de (12 ± 2) nC/cGy, lo que concuerda con los resultados anteriores. Por lo tanto, el procedimiento presentado en este trabajo es adecuado para modelar y reducir la dependencia térmica en la corriente inducida por la radiación en los fotodiodos.

Bibliografía

- [Abd12] Abdullah RA, Atallah FS, Dahham NA, Razooqia MA, Nasir EM, Saeed NM. The electrical conductivity and thermoelectric power dependence on the thicknesses for thermally deposited thin CdS films. En AIP Conference Proceedings. American Institute of Physics. 2012;1476:351-355.
- [And13] Andjelkovic MS, Goran SR. Feasibility study of a current mode gamma radiation dosimeter based on a commercial PIN photodiode and a custom made auto-ranging electrometer. Nuclear Technology and Radiation Protection. 2013;28(1):73-83.
- [And15] Andjelkovic MS, Goran SR. Current mode response of phototransistors to gamma radiation. Radiation Measurements. 2015;75:29-38.
- [Aoy02] Aoyama T, Koyama S, Kawaura C. An in-phantom dosimetry system using pin silicon photodiode radiation sensors for measuring organ doses in x-ray CT and other diagnostic radiology. Medical physics. 2002;29(7):1504-1510.
- [Car12] Carvajal MA, Simancas F, Guirado D, Vilches M, Lallena AM, Palma AJ. A compact and low cost dosimetry system based on MOSFET for in vivo radiotherapy. Sensors and Actuators A: Physical. 2012;182:146-152.
- [Fun06] Collantes DP, Alberto L, Vega B. Fundamentos de electrónica digital. Universidad de Salamanca; 2006.
- [Dee60] Deev, IS. The use of cadmium sulphide photo-conductors in radiation dosimetry. Journal of Nuclear Energy. Part B. Reactor Technology. 1960;1(3):204-210.
- [Del05] Delaney G, Jacob S, Featherstone C, Barton M. The role of radiotherapy in cancer treatment: estimating optimal utilization from a review of evidence-based clinical guidelines. Cancer: Interdisciplinary International Journal of the American Cancer Society. 2005;104(6):1129-1137.

- [Dix86] Dixon RL, Ekstrand KE. Gold and platinum doped radiation resistant silicon diode detectors. *Radiation Protection Dosimetry*. 1986;17(1):527-530.
- [Fra10] Fraden J. *Handbook of modern sensors: physics, designs, and applications*. New York: Springer; 2010.
- [Gru93] Grusell E, Rikner G. Linearity with dose rate of low resistivity p-type silicon semiconductor detectors. *Physics in Medicine & Biology*. 1993;38(6):785.
- [Ham23] Hamamatsu. Si photodiode S8559 [Internet]. 2023 [consultado 10 abril 2023]. Disponible en: <https://www.hamamatsu.com/us/en/product/optical-sensors/photodiodes/si-photodiodes/S8559.html>.
- [Hol74] Holmes AG. A review of the use of metal-oxide-silicon devices as integrating dosimeters. *Nucl. Instr. Meth. Phys. Res.* 1974;121:169-179.
- [ICR01] ICRP. Prevention of Accidents to Patients Undergoing Radiation Therapy. ICRP Publication 86. *Ann. ICRP* 30. 2001;3.
- [Jur13] Jursinic PA. Dependence of diode sensitivity on the pulse rate of delivered radiation. *Medical physics*. 2013;40(2):021720.
- [Jur19] Jursinic PA. PIN diodes for radiation therapy use: Their construction, characterization, and implementation. *Physica Medica*. 2019;59:86-91.
- [Kno00] Knoll GF. *Radiation detection and measurement*. John & Sons. Inc., New York. 2000;65.
- [Ma89] Ma TP, Dressendorfer PV. *Ionizing radiation effects in MOS devices and circuits*. John Wiley & Sons; 1989.
- [Mar16] Martínez-García MS, del Río JT, Jaksic A, Banqueri J, Carvajal MA. Response to ionizing radiation of different biased and stacked pMOS structures. *Sensors and Actuators A: Physical*. 2016;252:67-75.
- [Naz16] Nazifard M, Suh KY, Mahmoudieh A. Experimental analysis of a novel and low-cost pin photodiode dosimetry system for diagnostic radiology. *Review of Scientific Instruments*. 2016;87(7):073502.

- [Nei19] Neira S, Brualla-González L, Prieto-Pena J, Gómez F, Pardo-Montero J. A kinetic model of diode detector response to pulsed radiation beams. *Physics in Medicine & Biology*. 2019;64(20):205007.
- [Oli16] Oliveira CNP, Khoury HJ, Santos EJP. PiN photodiode performance comparison for dosimetry in radiology applications. *Physica Medica*. 2016;32(12):1495-1501.
- [Ort96] Ortega X, Jorba J. *Radiaciones ionizantes (Utilización y riesgos I)*. Edicions UPC; 1996.
- [Pas11] Paschoal CMM, Souza DN, Santos LAP. Characterization of three photodetector types for computed tomography dosimetry. *International Journal of Biomedical and Biological Engineering*. 2011;5(8):297-300.
- [Pas16] Paschoal CMM, Ferreira FCL, Souza DN, Santos LAP. Comparison of dose measurements in CT using a photodiode and a small ion chamber. *Radiation Measurements*. 2016;91:50-53.
- [Ram04] Ramaseshan R, Kohli KS, Zhang TJ, Lam T, Norlinger B, Hallil A, Islam M. Performance characteristics of a microMOSFET as an in vivo dosimeter in radiation therapy. *Physics in Medicine & Biology*. 2004;49(17):4031.
- [Rik83a] Rikner G. Silicon diodes as detectors in relative dosimetry of photon, electron and proton radiation fields; 1983.
- [Rik83b] Rikner G, Grusell E. Effects of radiation damage on p-type silicon detectors. *Physics in Medicine & Biology*. 1983;28(11):1261.
- [Rom20] Román-Raya J, Ruiz-García I, Escobedo P, Palma AJ, Guirado D, Carvajal MA. Light-dependent resistors as dosimetric sensors in radiotherapy. *Sensors*. 2020;20(6):1568.
- [Rom15] Romei C, Di Fulvio A, Traino CA, Ciolini R, d'Errico F. Characterization of a low-cost PIN photodiode for dosimetry in diagnostic radiology. *Physica Medica*. 2015;31(1):112-116.
- [Ros06] Rosenfeld AB. Electronic dosimetry in radiation therapy. *Radiation measurements*. 2006;41:134-153.

- [Rui20] Ruiz-Arrebola S, Fabregat-Borrás R, Rodriguez E, et al. Characterization of microMOSFET detectors for in vivo dosimetry in high-dose-rate brachytherapy with ^{192}Ir . *Medical Physics*. 2020;47(5):2242-2253.
- [Rui21] Ruiz-García I, Román-Raya J, Banqueri J, Palma AJ, Guirado D, Carvajal MA. Commercial photodiodes and phototransistors as dosimeters of photon beams for radiotherapy. *Medical Physics*. 2021;48(9):5440-5447.
- [Rui22] Ruiz-García I, Román-Raya J, Escobedo P, Andjelkovic M, Guirado D, Palma AJ, Carvajal MA. Thermal drift reduction in photodiode dosimeters with switching bias. *Measurement*. 2022;199:111538.
- [Sai04] Saini AS, Zhu TC. Dose rate and SDD dependence of commercially available diode detectors. *Medical physics*. 2004;31(4):914-924.
- [San02] Santos L, Da Silva F, Vilela E. Filtered X ray beam dosimetry from 10^{-3} to 10^2 Gy dose range by using phototransistors. *Radiation protection dosimetry*. 2002;101(1):145-148.
- [San08] Santos LA, Magalhães CM, Silva JO, João Filho A, Silva EF, Santos WM. A feasibility study of a phototransistor for the dosimetry of computerized tomography and stereotactic radiosurgery beams. *Radiation Measurements*. 2008;43(2):904-907.
- [San19] Santos E, Oliveira C, Khoury H. Energy and air kerma dependence of response of a photodiode-based dosimetric system for radioprotection. *Radiation Measurements*. 2019;122:73-79.
- [Sca98] Scalchi P, Francescon P. Calibration of a MOSFET detection system for 6-MV in vivo dosimetry. *International Journal of Radiation Oncology* Biology* Physics*. 1998;40(4):987-993.
- [Sca04] Scarantino CW, Ruslander DM, Rini CJ, Mann GG, Nagle HT, Black RD. An implantable radiation dosimeter for use in external beam radiation therapy. *Medical physics*. 2004;31(9):2658-2671.
- [Sec14] Seco J, Clasié B, Partridge M. Review on the characteristics of radiation detectors for dosimetry and imaging. *Physics in Medicine & Biology*. 2014;59(20):303.

- [Sem02] Semiconductors, V. Vishay Semiconductors Silicon PIN Photodiode. RoHS Compliant TEST CONDITION SYMBOL Silicon PIN Photodiode: RoHS Compliant SYMBOL. 2002:386-390.
- [Ser12] Serreta AB, Arroyo MC. Fundamentos de Física médica, Volumen 3: Radioterapia externa. Bases físicas, equipos, determinación de la dosis absorbida y programa de garantía de calidad; 2012.
- [Shi95] Shi J. Characteristics of the Si diode as a radiation detector for the application of in-vivo dosimetry [Tesis Doctoral]. Florida Institute of Technology; 1995.
- [Shi03] Shi J, Simon WE, Zhu TC. Modeling the instantaneous dose rate dependence of radiation diode detectors. Medical physics. 2003;30(9):2509-2519.
- [Sol93] Soliman FAS, Ashry HA. Radiation effects on non-linear resistances. Journal of Materials Science: Materials in Electronics. 1993;4:293-300.
- [Sze21] Sze SM, Li Y, NG K. Physics of semiconductor devices. John Wiley & Sons; 2021.
- [Tex00] Texas Instruments. LM134/LM234/LM334 3-Terminal Adjustable Current Sources. 2000.
- [Yor05] Yorke E, Alecu R, Ding LI, et al. Diode in vivo dosimetry for patients receiving external beam radiation therapy; 2005.

Publicaciones científicas

A continuación paso a enumerar las publicaciones científicas realizadas durante la elaboración de esta tesis:

ARTÍCULOS CIENTÍFICOS

- Román-Raya J, Ruiz-García I, Escobedo P, Palma AJ, Guirado D, Carvajal MA. Caracterización física de fotorresistencias como dosímetros en radioterapia. *Sensors*. 2020;20(6):1568.
- Ruiz-García I, Román-Raya J, Banqueri J, Palma AJ, Guirado D, Carvajal MA. Commercial photodiodes and phototransistors as dosimeters of photon beams for radiotherapy. *Medical Physics*. 2021;48(9):5440-5447.
- Ruiz-García I, Román-Raya J, Escobedo P, Andjelkovic M, Guirado D, Palma AJ, Carvajal MA. Thermal drift reduction in photodiode dosimeters with switching bias. *Measurement*. 2022;199:111538.
- Román-Raya J, Ruiz-García I, Rodríguez-Cano CA, Carvajal MA, Guirado D. Light-dependent resistors as dosimetric sensors in radiotherapy. *Revista de física médica*. En prensa. 2023.

CONGRESOS INTERNACIONALES

- Román-Raya J, Ruiz-García I, Montes J, Escobedo P, Guirado D, Lallena AM, Palma AJ, Carvajal MA. Dose measurements with clinical electrometers and Light-Dependent Resistances. Comunicación oral en el Eighth International Conference on Radiation in various fields of research (RAD 2020). Virtual. 20-24 Julio 2020.

- Ruiz-García I, Román-Raya J, Montes J, Guirado D, Martínez-Olmos A, Palma AJ, Carvajal MA. Dose-rate measurements based on commercial phototransistors using a modified reader unit. Comunicación oral en el Eighth International Conference on Radiation in various fields of research (RAD 2020). Virtual. 20-24 Julio 2020.
- Rodríguez-Cano CA, Román-Raya J, Ruiz-Arrebola S, Guirado D, Lallena AM. Characterization of the response of microMOSFET detectors with the distance for in vivo dosimetry in high dose rate brachytherapy. Comunicación oral en el Eighth International Conference on Radiation in various fields of research (RAD 2020). Virtual. 20-24 Julio 2020.
- Román-Raya J, Rodríguez-Cano CA, Ruiz-García I, Carvajal MA, Guirado D. Dose measurements with clinical electrometers and Light-Dependent Resistances. Ponencia en el 2nd ELICSIR Online Workshop (ELICSIR Project by the University of Granada). Virtual. 9-10 Marzo 2021.
- Román-Raya J, Rodríguez-Cano CA, Ruiz-García I, Palma AJ, Carvajal MA, Guirado D. Light Dependent Resistances as dosimeters in radiotherapy: dose rate and angular dependencies. Comunicación oral en el Ninth International Conference on Radiation in various fields of research (RAD 2021). Virtual. 14-18 Junio 2021.
- Ruiz-García I, Escobedo P, Román-Raya J, Illic S, Guirado D, Palma AJ, Carvajal MA. Temperature compensation in dose-rate measurements based on commercial photodiodes using a modified reader unit. Comunicación oral en el Ninth International Conference on Radiation in various fields of research (RAD 2021). Virtual. 14-18 Junio 2021.
- Rodríguez-Cano CA, Román-Raya J, Ruiz-Arrebola S, Guirado D, Lallena MA. Characterization of the energy response of microMOSFET detectors for in vivo dosimetry in high dose rate brachytherapy. Póster en la 3d European Congress of Medical Physics. Virtual. 16-19 Junio 2021.
- Ruiz-García I, Román-Raya J, Andjelkovic M, Guirado D, Palma AJ, Carvajal MA. Compensation of the temperature effect of the dark current in photodiodes dosimeters. Comunicación oral en el 10th Jubilee International Conference on Radiation in Various Fields of Research (Jubilee RAD 2022 Conference Spring Edition). Montenegro. 13-17 Junio 2022.

CONGRESOS NACIONALES

- Román-Raya J, Montes J, Escobedo P, Palma AJ, Guirado D, Carvajal MA. Uso de fotorresistores con electrómetros convencionales como sistemas dosimétricos en radioterapia. Póster en 6^o Congreso Conjunto SEFM/SEPR. Burgos. 11-14 Junio 2019.
- Román-Raya J, Escobedo P, Montes J, Palma AJ, Martínez-Olmos A, Guirado D, Carvajal MA. Desarrollo de un sistema dosimétrico basado en fotodiodos y fototransistores. Póster en 6^o Congreso Conjunto SEFM/SEPR. Burgos. 11-14 Junio 2019.
- Román-Raya J, Rodríguez-Cano CA, Ruiz-García I, Carvajal MA, Guirado D. Fotorresistores como dosímetros en radioterapia: dependencia con la tasa de dosis absorbida. Comunicación oral en la I Jornada Online de Jóvenes de la SEFM. Virtual. 27 Noviembre 2020.
- Rodríguez-Cano CA, Román-Raya J, Ruiz-Arrebola S, Guirado D, Lallena MA. Dependencia espectral de un sistema de dosimetría in vivo basado en MOSFET para Braquiterapia. Comunicación oral en la I Jornada Online de Jóvenes de la SEFM. Virtual. 27 Noviembre 2020.
- Román-Raya J, Rodríguez-Cano CA, Ruiz-García I, Carvajal MA, Guirado D. Caracterización física de fotorresistencias como dosímetros en radioterapia. Comunicación oral en el 7^o Congreso Conjunto SEFM/SEPR. Virtual. 31 Mayo-4 Junio 2021.
- Román-Raya J, Rodríguez-Cano CA, Ruiz-García I, Carvajal MA, Guirado D. Light dependent resistances as dosimeters in radiotherapy: dose rate, energy and angular dependences. Póster en la 3d European Congress of Medical Physics. Virtual. 16-19 Junio 2021.
- Román-Raya J, Ruiz-García I, Carvajal MA, Guirado D. Caracterización de la fotorresistencia comercial NSL-19M51 para su uso como detector en radioterapia. Póster en el 8^o Congreso Conjunto SEFM/SEPR. Oviedo. 23-26 Mayo 2023.