

**UNIVERSIDAD DE GRANADA**  
**DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA Y TECNOLOGÍA**  
**DE COMPUTADORES**



**DISEÑO DE UN SISTEMA**  
**DOSIMÉTRICO PORTÁTIL**

**TESIS DOCTORAL**

**MIGUEL ÁNGEL CARVAJAL RODRÍGUEZ**

Editor: Editorial de la Universidad de Granada  
Autor: Miguel Ángel Carvajal Rodríguez  
D.L.: GR. 2583-2008  
ISBN: 978-84-691-7823-2





El **Dr. D. Alberto J. Palma López**, Profesor Titular del Departamento de Electrónica y Tecnología de Computadores, y el **Dr. D. Antonio M. Lallena Rojo**, Catedrático de Universidad del Departamento de Física Atómica, Molecular y Nuclear, ambos de la Universidad de Granada,

CERTIFICAN:

Que el trabajo de investigación recogido en la presente Memoria, titulada *Diseño de un sistema dosimétrico portátil*, y presentada por **D. Miguel Ángel Carvajal Rodríguez** para optar al grado de Doctor por la Universidad de Granada, ha sido realizado en su totalidad bajo nuestra dirección en el Departamento de Electrónica y Tecnología de Computadores de la Universidad de Granada.

Granada, 24 de Septiembre de 2008

Dr.D. Alberto J. Palma López  
Profesor Titular de Universidad

Dr. D. Antonio M. Lallena Rojo  
Catedrático de Universidad



*A mis padres,  
a mis hermanos  
y a Mónica*



## **Agradecimientos**

Me gustaría tener unas palabras de agradecimiento a todas aquellas personas que han colaborado de una manera u otra a la realización de este trabajo.

En primer lugar a mis directores, Alberto J. Palma y Antonio M. Lallena, por su apoyo y numerosas horas dedicadas tanto a la realización del trabajo presentado en esta memoria como a mi formación como investigador.

También agradecer a Luis J. Asensio Morcillo todas las enseñanzas transmitidas, que junto con el resto de compañeros de despacho, Juan Miguel Ortigosa Moreno y Antonio Martínez Olmos, me han ayudado a solventar gran cantidad de problemas. Gracias por vuestra dedicación y por tantos momentos de tertulia.

Querría agradecer a los miembros del Departamento de Electrónica y Tecnología de Computadores, en especial a Juan Antonio López Villanueva, Juan Enrique Carceller Beltrán y D. Pedro Cartujo Estébanez, el apoyo prestado a la emergente línea de investigación en la que se ha desarrollado este trabajo. También agradecer a Antonio García Ríos, Jesús Banqueri y Diego Pedro Morales su tiempo y asesoramiento, así como a Encarnación Castillo y Carlos Sampedro su especial apoyo.

Este trabajo no se podría haber realizado sin la colaboración de los Servicios de Radiofísica del Hospital Universitario San Cecilio y del Hospital Universitario Virgen de las Nieves, ambos situados en la ciudad de Granada. Agradecer especialmente a Damián Guirado y Manolo Vilches el asesoramiento, el empuje y ánimo, así como el tiempo dedicado a este trabajo.

También agradecer a Salvador García-Pareja, perteneciente al Servicio de Radiofísica del Hospital Carlos Haya de Málaga, y Marta Anguiano, del Departamento de Física Atómica, Molecular y Nuclear, la inestimable ayuda prestada. Agradecer también el apoyo de Luis Fermín Capitán, del Departamento de Química Analítica de la Universidad de Granada.

Por último dar las gracias a mis padres y hermanos, y a Mónica, por el respaldo y la comprensión mostrada durante estos años.

Muchas gracias a todos,

Miguel Ángel





---

# Índice

---

<b>Índice</b> .....	<b>i</b>
<b>Capítulo 1: Introducción</b> .....	<b>1</b>
1.1. Presentación.....	1
1.2. Dosimetría: Conceptos básicos.....	3
1.2.1. Exposición .....	3
1.2.2. Equilibrio electrónico .....	5
1.2.3. Dosis y tasa de dosis.....	8
1.2.4. Efectos biológicos de la radiación: Dosis equivalente y efectiva.....	9
1.3. Principales detectores de radiación .....	11
1.3.1. Detectores termoluminiscentes.....	11
1.3.2. Detectores de semiconductor.....	16
<b>Capítulo 2: El MOSFET como sensor dosimétrico: Teoría y estado de la técnica</b> .....	<b>25</b>
2.1. El MOSFET .....	25
2.1.1. Estructura del MOSFET .....	26
2.1.2. Característica I-V: Zonas de funcionamiento.....	30
2.1.3. Dependencia térmica de la característica I-V .....	34
2.1.4. Bandas de energía y tensión umbral en un pMOS.....	36
2.1.5. Ruido electrónico en el transistor MOSFET .....	43
2.2. Efectos de la radiación en el MOSFET .....	47
2.2.1. Creación y atrapamiento de huecos.....	48
2.2.2. Influencia en las características I-V.....	52
2.2.3. Respuesta acumulada frente a la dosis recibida.....	57
2.2.4. Factores que influyen en la sensibilidad del pMOS a la radiación.	61

2.2.5.	Recuperación de la tensión umbral: <i>Fading</i> .....	64
2.3.	Sistemas dosimétricos comerciales basados en MOSFETs.....	67
2.3.1.	Medidas a corriente constante .....	67
2.3.2.	Sistema dosimétrico de Thomson&Nielsen .....	69
2.3.3.	Sistema dosimétrico OneDose™ .....	75
2.3.4.	Comparativa entre el sistema de Thomson-Nielsen y OneDose™	78

### **Capítulo 3: Caracterización de un MOSFET comercial como sensor dosimétrico..... 81**

3.1.	Introducción.....	81
3.2.	Elección del transistor pMOS.....	82
3.3.	Metodología y montaje experimental.....	86
3.3.1.	Fuente de radiación.....	86
3.3.2.	Calculo de dosis y consideraciones de equilibrio electrónico .....	89
3.3.3.	Montaje experimental para la obtención de las características I-V	90
3.3.4.	Procedimiento para la obtención de $V_t$ y $\beta$ .....	94
3.3.5.	Dependencia térmica de $V_t$ y $\beta$ .....	98
3.3.6.	Metodología.....	101
3.4.	Respuesta a la dosis absorbida .....	102
3.4.1.	Estudio de la transconductancia del canal .....	102
3.4.2.	Estudio de la tensión umbral .....	104
3.5.	Dependencia radial y con la tasa de dosis .....	107
3.5.1.	Metodología.....	107
3.5.2.	Resultados experimentales .....	110
3.5.3.	Análisis de los resultados .....	114
3.5.4.	Conclusiones del estudio angular y con la tasa de dosis. ....	124
3.6.	Estudio del ruido electrónico del sensor.....	124
3.6.1.	Metodología.....	124
3.6.2.	Resultados experimentales y discusión .....	126

### **Capítulo 4: Simulación de la respuesta del sensor..... 129**

4.1.	Métodos de simulación Monte Carlo .....	129
4.2.	El código PENELOPE.....	131
4.2.1.	Simulación de eventos .....	131

4.2.2.	Operación del código, materiales y geometría .....	132
4.3.	Método de Colonias de Hormigas .....	134
4.3.1.	Motivación.....	134
4.3.2.	Descripción del algoritmo .....	136
4.3.3.	Implementación del ACM en códigos basados en PENELOPE... ..	138
4.4.	Determinación de la dependencia angular.....	141
4.4.1.	Descripción del estudio .....	141
4.4.2.	Dispositivo experimental y planificación de las irradiaciones .....	142
4.4.3.	Modelado del sistema .....	144
4.4.4.	Resultados y discusión .....	150

## **Capítulo 5: Diseño y fabricación de un sistema dosimétrico portátil..... 159**

5.1.	Introducción.....	159
5.2.	Esquema funcional .....	159
5.3.	Diseño y desarrollo del prototipo P-01.....	162
5.3.1.	Parámetro dosimétrico: Tensión de fuente a corriente constante. ....	163
5.3.2.	Etapa de polarización .....	164
5.3.3.	Etapa de acondicionamiento de la tensión de fuente.....	169
5.3.4.	Esquema de la circuitería analógica del prototipo P-01 .....	171
5.3.5.	Algoritmo de medida .....	172
5.3.6.	Realización del prototipo P-01 .....	174
5.3.7.	Configuración del módulo sensor.....	178
5.3.8.	Descarga de datos al computador .....	179
5.3.9.	Resultados experimentales .....	179
5.3.10.	Limitaciones del P-01 .....	187
5.4.	Diseño y desarrollo del prototipo P-02.....	191
5.4.1.	Algoritmo de mejora de la linealidad .....	191
5.4.2.	Algoritmo de mejora de la relación señal-ruido .....	193
5.4.3.	Mejoras del diseño electrónico .....	194
5.4.4.	Realización del prototipo P-02 .....	197
5.4.5.	Resultados experimentales .....	202
5.4.6.	Limitaciones del prototipo P-02 .....	208
5.5.	Caracterización térmica del transistor 3N163 .....	209
5.5.1.	Dispositivo experimental .....	209

---

5.5.2.	Resultados experimentales .....	211
5.5.3.	Dependencia térmica del parámetro dosimétrico .....	216
5.5.4.	Algoritmo de compensación térmica de la tensión de fuente .....	221
5.6.	Diseño y realización del prototipo P-03 .....	224
5.6.1.	Medida del incremento de la tensión umbral compensada en temperatura .....	224
5.6.2.	Miniaturización del módulo sensor .....	226
5.6.3.	Mejoras en el diseño electrónico .....	229
5.6.4.	Realización del prototipo P-03 .....	234
<b>Capítulo 6: Características dosimétricas del P-03.....</b>		<b>237</b>
6.1.	Resultados experimentales .....	237
6.1.1.	Dependencia térmica del parámetro dosimétrico .....	237
6.1.2.	Estudio de la linealidad.....	240
6.1.3.	Estudio de la respuesta angular a diferentes energías.....	247
6.2.	Manual de usuario del P-03 .....	250
6.2.1.	Menú principal.....	250
6.2.2.	Configuración de la medida.....	252
6.2.3.	Calibración .....	253
6.2.4.	Medida de la dosis .....	254
6.2.5.	Programa de control y descarga de datos .....	256
6.3.	Especificaciones técnicas del sistema dosimétrico P-03 .....	260
<b>Capítulo 7: Conclusiones.....</b>		<b>263</b>
<b>Apéndices .....</b>		<b>271</b>
A.	Campo eléctrico en el óxido .....	271
B.	Extractor de características I-V .....	275
<b>Bibliografía .....</b>		<b>283</b>
<b>Principales aportaciones.....</b>		<b>293</b>





---

# Capítulo 1: Introducción

---

## 1.1. Presentación

La radioterapia, acompañada de quimioterapia, es una de las armas más efectivas en la lucha contra ciertos tipos de neoplasias sólidas. La efectividad de un tratamiento radica, entre otros factores, en depositar en la zona afectada la cantidad de energía suficiente para destruir las células tumorales. Del cálculo de la dosis, que es la energía absorbida por unidad de masa, se encarga la dosimetría.

La fuente de radiación ionizante se puede introducir dentro del cuerpo del paciente en contacto con el tumor, lo que se conoce como *braquiterapia*; o bien usar una fuente externa al sujeto, generalmente de fotones o electrones, técnica conocida como *teleterapia*. En teleterapia se buscan las orientaciones y campos de irradiación adecuados para causar el menor daño posible a tejidos sanos circundantes al tumor y órganos vitales, pero al mismo tiempo, hemos de ser capaces de depositar en el tumor la energía suficiente como para provocar la necrosis de las células tumorales.

Para el tratamiento de un tumor es necesario conocer su posición exacta, para lo que se realiza una tomografía axial computerizada, TAC, del paciente. Conocida la situación del volumen a irradiar, se procede a diseñar los campos de radiación para el tratamiento. Antes de comenzar la teleterapia, se obtiene una serie de imágenes radiográficas del paciente con idénticos campos y orientaciones a los del tratamiento, de modo que se comprueba que ningún órgano vital es dañado en exceso, y que el tumor se encuentra dentro de los campos de radiación. Una vez verificados los campos de irradiación, se procede al tratamiento.

Aunque la verificación geométrica es un proceso que proporciona resultados relativamente satisfactorios, es conveniente comprobar que la dosis que recibe el

paciente en las diferentes sesiones de irradiación es la prescrita. Este es el objetivo de la dosimetría in vivo. Comúnmente se utilizan para este propósito dosímetros termoluminiscentes y diodos PIN. Los primeros, también conocidos como TLDs, presentan el inconveniente de un proceso de lectura complejo y costoso. Por el contrario, los diodos PIN presentan una lectura de dosis inmediata, pero necesitan estar conectados al medidor para registrar la dosis. Esta conexión resulta molesta a la hora de utilizarlos para la dosimetría in vivo.

En las últimas décadas han surgido diferentes sistemas dosimétricos basados en sensores construidos con semiconductores, al igual que el diodo PIN. De hecho, desde hace algunos años se está utilizando como sensor dosimétrico comercial otro dispositivo muy conocido en electrónica, el transistor MOS, o también conocido como MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor*). Los transistores usados en dosimetría hasta el momento, están fabricados con ciertos procesos específicos que les confieren una sensibilidad especial a la radiación [MA89][KEL92][RIS96][SAR98], y son conocidos como RADFET (*RADdiation Field Effect Transistor*). Presentan la gran ventaja de su reducido tamaño, bajo consumo, rápida lectura, linealidad y facilidad para su calibrado [HOL86][HUG88][SOU94]. De hecho, son usados en diversos campos para la medida de radiación, como por ejemplo, en dosimetría aero-espacial, ambiental o dosimetría clínica [BUE93][BUT96][SAR98][SCA98][BEN00][ROS02][BLO03].

Dentro de los sistemas dosimétricos para uso clínico basados en MOSFETs, se pueden encontrar aquellos en los que el transistor debe estar conectado a la unidad lectora durante la irradiación [T&N04], al igual que en sistemas en los que no es necesaria dicha conexión [OnD05][TAR98][TAR04]. Para un uso clínico, los cables de conexión resultan molestos para el paciente e incómodos para el personal encargado de administrar el tratamiento. El principal inconveniente que presentan los sistemas basados en RADFETs es su elevado coste, ya que requieren de procesos de fabricación costosos y la demanda no es lo suficientemente elevada como para realizar grandes tiradas de fabricación que reduzcan su precio final.

Este trabajo pretende el diseño y construcción de un sistema dosimétrico basado en MOSFETs comerciales de fabricación estándar, que sea capaz de medir la dosis recibida en tratamientos de radioterapia mejorando la linealidad y la corrección térmica respecto al estado de la técnica actual. De conseguir nuestro objetivo, el coste del

sistema se reducirá drásticamente frente al coste de los sistemas comerciales. De este modo la primera parte de este trabajo está dedicada a la caracterización de un transistor MOSFET, no fabricado específicamente para la detección de radiación, como sensor dosimétrico. Una vez caracterizada la respuesta se expone el proceso de diseño y construcción de diferentes equipos de medida para dosimetría.

## 1.2. Dosimetría: Conceptos básicos

En primer lugar, vamos a presentar de forma simplificada el concepto de dosis y sus diferentes acepciones, así como algunos fenómenos destacables de la interacción radiación-materia. Aquí no se pretende una exposición exhaustiva de este tema, sino dar algunas reseñas imprescindibles para la comprensión del trabajo de investigación que se presenta. Para una información más completa se debe acudir a las referencias presentes en este capítulo.

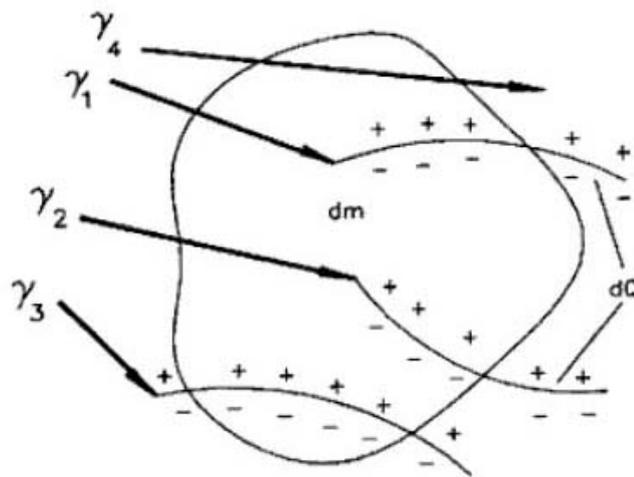
### 1.2.1. Exposición

La radiación ionizante, al incidir sobre la materia, rompe la estructura atómica o molecular, creando pares ión-electrón. En particular, los fotones crean pares ión-electrón mediante diversos procesos bien conocidos como son el efecto fotoeléctrico y el efecto Compton. Los electrones secundarios generados por el haz de fotones, van perdiendo su energía al colisionar con los átomos de la materia, y dejando un rastro de iones a su paso.

En la figura 1.1 se muestra un volumen de material. Algunos de los fotones atravesarán el volumen sin colisionar con ningún átomo, por lo que no generarán electrones secundarios. Este es el caso del fotón  $\gamma_4$ . Otros fotones colisionan dentro del volumen y crean electrones secundarios que pueden escapar del mismo, como es el caso de los fotones  $\gamma_1$  y  $\gamma_2$ . Habrá electrones secundarios, que generados fuera del volumen, penetren en él y creen carga en el interior del mismo, como ocurre con  $\gamma_3$ .

Se define la *exposición*,  $X$ , como el cociente entre la carga,  $dQ$ , generada por los electrones que la radiación ha creado dentro del volumen irradiado y la masa,  $dm$ , encerrada en dicho volumen:

$$X = \frac{dQ}{dm} \quad (1.1)$$



**Figura 1.1** Fotones incidiendo sobre un volumen [ORT96a].

Siguiendo con el ejemplo de la figura 1.1,  $dQ$  vendrá dada por la carga generada por  $\gamma_1$  y  $\gamma_2$ , tanto dentro como fuera del volumen, pero no se incluirá la carga generada por los electrones originados por  $\gamma_3$ , aunque hayan generado carga dentro del volumen en cuestión. En  $dQ$ , tampoco se incluyen los nuevos electrones creados por los fotones emitidos durante el frenado de los electrones secundarios.

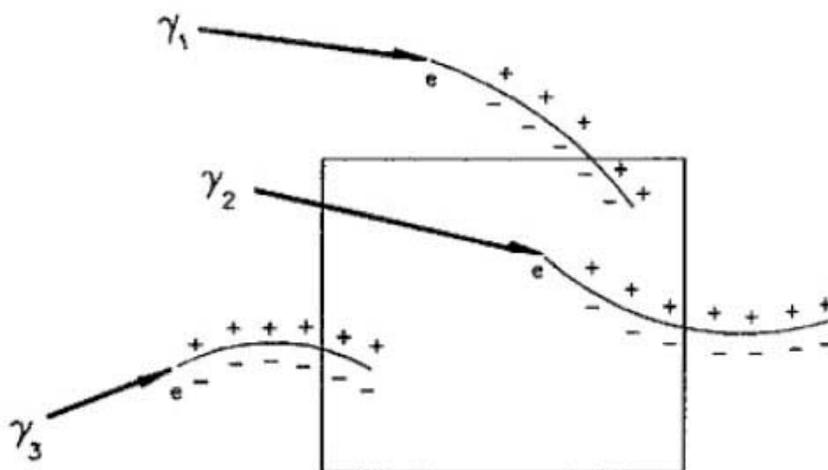
La unidad de exposición en el S.I. es el  $C \cdot kg^{-1}$ , aunque se suele utilizar también el *roentgen*,  $R$ , que se define, según [KNO00], como la exposición de radiación  $X$  o  $\gamma$  necesaria para producir una unidad electrostática de carga ( $2.08 \cdot 10^9$  pares de iones, aproximadamente) en un centímetro cúbico de aire en condiciones normales ( $273.15^\circ K$  y una atmósfera de presión). La relación entre las diferentes unidades es la siguiente:

$$1R = 2.58 \cdot 10^{-4} C \cdot kg^{-1}$$

### 1.2.2. Equilibrio electrónico

En un material en el que incide un haz de fotones, resulta muy difícil identificar qué pares de iones provienen de la interacción de electrones secundarios generados dentro del volumen de referencia, y qué pares son producidos por electrones secundarios provenientes del exterior de dicho volumen. Por ello se introduce el concepto de *equilibrio electrónico*. Se dice que cierto volumen de material se encuentra en equilibrio electrónico cuando la carga generada en el exterior del volumen por electrones secundarios producidos dentro de él, es la misma que la carga producida en el interior del volumen por electrones secundarios provenientes del exterior.

En la figura 1.2 se muestra de forma gráfica la condición de equilibrio electrónico. El haz de fotones se ha esquematizado con tres fotones,  $\gamma_2$  que colisiona dentro del volumen, y  $\gamma_1$  y  $\gamma_3$  que lo hacen en el exterior del mismo. Nótese que la carga producida en el exterior del volumen por los electrones secundarios generados por  $\gamma_2$ , es la misma que la que producen en el interior del volumen los electrones secundarios producidos por  $\gamma_1$  y  $\gamma_3$ , un total de cuatro pares de iones.

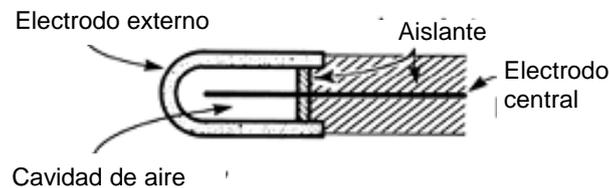


**Figura 1.2.** Representación esquemática de la condición de equilibrio electrónico [ORT96a]

La mayoría de detectores de radiación miden la energía depositada dentro de un volumen de material mediante la carga generada en él. Para realizar correctamente la medida de la energía depositada, se deberá cumplir o bien estar en el entorno de la condición de equilibrio electrónico, para que la carga entrante al volumen por procesos

externos al mismo sea aproximadamente igual a la pérdida de carga originada en procesos internos.

La cámara de ionización es uno de los instrumentos más utilizados para medir la exposición a la radiación. Como material de detección, se usa un volumen de aire encerrado en una cavidad hecha de un material de número atómico efectivo similar al del aire. De este modo, las interacciones radiación-materia en las paredes de la cámara son similares a las que habrá en el volumen de aire. En la figura 1.3 se muestra el esquema de una cámara de ionización.

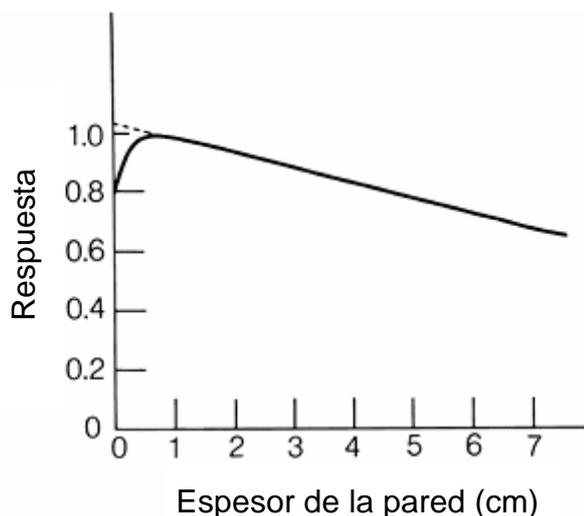


**Figura 1.3.** Esquema de una cámara de ionización, [KHA03]

La cantidad de fotones y, de electrones y positrones, secundarios que llegan al interior de la cámara, dependerá de la energía de los fotones incidentes y del espesor y de la composición de las paredes. Si resultan demasiado delgadas, el número de fotones que habrá interaccionado hasta alcanzar el volumen de detección será reducido, por lo que pocos electrones secundarios provenientes de la interacción de fotones con las paredes alcanzarán el volumen de detección. Al aumentar el grosor de las paredes, se incrementa el número de electrones secundarios en el volumen de aire, recogándose más carga en los electrodos. Se dice entonces que la cámara está funcionando en la zona de crecimiento o *build-up*. En la zona de *build-up*, la carga producida en el exterior de la cavidad por electrones secundarios generados en el interior, es mayor que la carga producida dentro de la cavidad, por electrones secundarios generados en el exterior de la misma, por lo que se subestima la exposición, véase figura 1.4.

Aumentando el grosor de las paredes se alcanzará el punto en el que la contribución a la carga generada dentro de la cámara por los electrones secundarios producidos en el exterior, es igual a la carga creada en el exterior por electrones secundarios que se han generado en el interior pero han escapado de ella. Es decir, se cumple la condición de equilibrio electrónico. A mayores espesores, se seguirá cump-

liendo la condición de equilibrio electrónico, aunque la carga recolectada en el interior será menor por la atenuación del haz. Si este incremento de grosor es mucho menor que el recorrido libre medio de los fotones dentro de las paredes, el factor de atenuación del haz no cambiará de forma significativa ante pequeños cambios en el grosor.



**Figura 1.4.** Respuesta normalizada de una cámara de ionización en función del espesor de las paredes de la misma [KHA03]

El fenómeno de la atenuación de la radiación es bien conocido y se puede corregir mediante el factor adecuado. La exposición,  $X$ , se relaciona con la carga recogida,  $Q$ , en una cámara de ionización, que opere en equilibrio electrónico, mediante la siguiente expresión:

$$X = \frac{Q}{\rho \cdot V} \frac{1}{A}, \quad (1.1)$$

donde  $A$  es el factor de atenuación,  $\rho$  la densidad del aire a las condiciones de presión y temperatura ambientales, y  $V$  el volumen de aire.

El espesor necesario para alcanzar la condición de equilibrio electrónico depende de la energía del haz de fotones y de la densidad del material. En dosimetría, se suele normalizar el espesor multiplicando por la densidad del material, lo que se conoce como *espesor másico*. En la tabla 1.1 se muestran los espesores necesarios para alcanzar la condición de equilibrio electrónico para diferentes energías, según [KNO00].

E (MeV)	Espesor (g/cm <sup>2</sup> )
0.02	0.0008
0.05	0.0042
0.1	0.014
0.2	0.044
0.5	0.17
1	0.43
2	0.96
5	2.5
10	4.9

**Tabla 1.1.** Espesores máxicos necesarios para alcanzar el equilibrio electrónico para fotones de diferentes energías [KNO00].

### 1.2.3. Dosis y tasa de dosis

Cuando la radiación ionizante incide sobre un volumen de materia, parte de la energía del haz se deposita en dicho volumen, y parte escapa de él. Se entiende como *dosis*,  $D$ , por un cuerpo expuesto a radiación ionizante como la energía absorbida por unidad de masa:

$$D = \frac{d\varepsilon}{dm}. \quad (1.2)$$

La unidad en el S.I. para la dosis es el gray, Gy ( $1 \text{ Gy} = 1 \text{ J kg}^{-1}$ ). También se suele expresar en rads ( $1 \text{ rad} = 1 \text{ cGy}$ ).

En general se habla de dosis media para un volumen de masa  $m$ :

$$\bar{D} = \frac{1}{m} \int_m \frac{d\varepsilon}{dm} dm. \quad (1.3)$$

La velocidad con la que un cuerpo expuesto a la radiación absorbe la energía se conoce como *tasa de dosis*, se define como la dosis por unidad de tiempo, y se expresa en  $\text{Gy s}^{-1}$ :

$$\dot{D} = \frac{dD}{dt}. \quad (1.4)$$

La dosis absorbida en un material expuesto a un haz de fotones se puede determinar a partir de la exposición, medida generalmente con una cámara de ionización. Si las paredes de la misma superan el grosor mínimo para alcanzar el

equilibrio electrónico, la dosis y la exposición se relacionan mediante la siguiente expresión [KHA03]:

$$D = f_{med} X \cdot A_t, \quad (1.5)$$

donde se denota con  $A_t$  al factor de transmisión entre el medio material y el aire, y con  $f_{med}$  al factor conocido como *roentgen-to-rad*, que relaciona los coeficientes de absorción de energía del medio en cuestión y el aire. A nivel dosimétrico, nos interesa saber que bajo las condiciones de equilibrio electrónico, la carga recogida en la cámara será proporcional a la dosis.

#### 1.2.4. Efectos biológicos de la radiación: Dosis equivalente y efectiva

El efecto que produce la radiación ionizante sobre un tejido orgánico depende del tipo de radiación. Por ejemplo, 1 Gy de partículas  $\alpha$  produce unos efectos biológicos del orden de 20 veces superiores a los que produciría 1 Gy de rayos X. Es por esto que se hace necesaria la definición de un factor multiplicativo que, dependiendo de la radiación, nos pondere estos efectos. De este modo se define la *dosis equivalente*,  $H_T$ , que ha recibido un determinado tejido  $T$ , como el producto de la dosis absorbida por dicho tejido por el denominado factor de calidad  $w_R$ , de la radiación incidente.

$$H_T = D_{T,R} \cdot w_R. \quad (1.5)$$

El factor  $w_R$  se normaliza al efecto que produce los rayos  $\gamma$  o los rayos X, para las cuales  $w_R = 1$ . Si la radiación no es de un único tipo, la dosis efectiva resultante será la suma de la dosis debida a cada uno de los tipos de radiaciones incidentes.

$$H_T = \sum_R D_{T,R} \cdot w_R. \quad (1.7)$$

En la tabla 1.2 se muestran los valores del factor de calidad para diferentes las radiaciones.

Tipo de radiación	$w_R$
Fotones de todas las energías	1
Electrones y muones de todas las energías	1
Neutrones:	
Energía < 10 keV	5
De 10 keV 100keV	10
De 100 keV a 2 MeV	20
De 2 MeV a 20 MeV	10
Energía > 20 MeV	5
Protones de energía < 2MeV	10
Partículas $\alpha$ , s, fragmentos de fisión y núcleos pesados	20

**Tabla 1.2.** Factor de calidad de diferentes radiaciones ionizantes [KNO00].

El factor  $w_R$  depende de la energía depositada por unidad de longitud, LET (*Linear Energy Transfer*). Cuanto mayor es la LET, mayor es el daño biológico causado, por lo que mayor será el factor  $w_R$ . La dosis equivalente se expresa en el S.I. en sievert, Sv. Se dice que un determinado tejido ha recibido 1Sv de radiación cuando el efecto biológico producido es el similar al que producirá 1 Gy de rayos X o rayos  $\gamma$ . También se usa como unidad de medida el rem,  $1\text{Sv} = 100 \text{ rem}$ .

El efecto biológico de la radiación no depende únicamente de la radiación incidente, sino que también depende del tipo de tejido sobre el que incida. Así, se define la *dosis efectiva*,  $E$ , como la suma ponderada de las dosis equivalentes recibidas en los distintos tejidos.

$$E = \sum_T w_T H_T . \quad (1.8)$$

siendo  $w_T$  el factor de ponderación del tejido T. En la tabla 1.3 se muestra el valor de  $w_T$  para diferentes tejidos. En dicha tabla nos hemos referido como tejidos restantes a las glándulas suprarrenales, el cerebro, la región extratorácica, el intestino delgado, el riñón, los músculos, el páncreas, el bazo, el timo y el útero.

Tipo de tejido	$w_T$
Gónadas	0.20
Médula ósea	0.12
Colon	0.12
Pulmón	0.12
Estómago	0.12
Vejiga	0.05
Mama	0.05
Hígado	0.05
Esófago	0.05
Tiroides	0.05
Piel	0.01
Superficie ósea	0.01
Resto de órganos y tejidos	0.05

**Tabla 1.3.** Factor de ponderación en diferentes tejidos [ORT96b].

## 1.3. Principales detectores de radiación

El sistema dosimétrico descrito en este trabajo se basa en un transistor pMOS. Para entender las ventajas que presentan estos dispositivos frente otros sensores de estado sólido como son los TLDs o los diodos PIN se va a describir de forma muy breve el fundamento de cada uno de estos detectores.

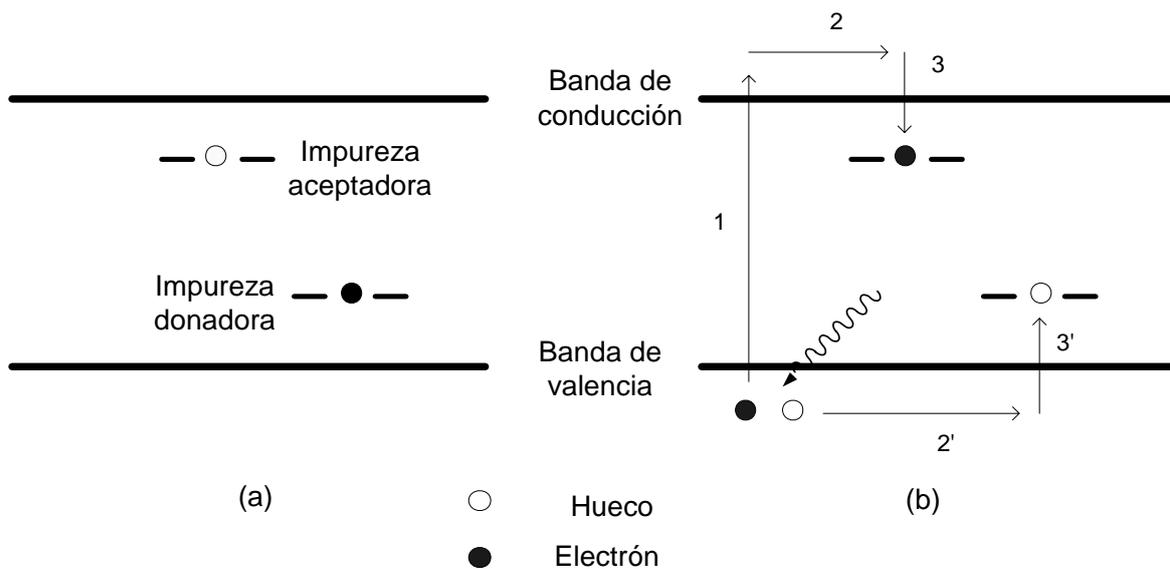
### 1.3.1. Detectores termoluminiscentes

Estos dispositivos se basan en el fenómeno de la termoluminiscencia. Consiste en el almacenamiento de energía por parte de ciertos cristales minerales cuando son expuestos a radiación ionizante, y en su posterior emisión al experimentar un proceso de calentamiento. Ya en 1953 se propuso que el fenómeno de la termoluminiscencia podría ser usado como detector de radiación [ORT96b].

En una red cristalina inorgánica perfecta aparece una estructura de bandas característica. Está compuesta por una banda de valencia, formada por electrones ligados a los átomos, y una banda de conducción en la que los electrones se encuentran desligados y se pueden mover libremente. Entre ambas bandas se encuentra una zona de

estados energéticos no permitidos, conocida como banda prohibida. Si se introducen ciertas impurezas que sustituyan a átomos o moléculas de la red cristalina se pueden crear estados intermedios en la banda prohibida. Un cristal termoluminiscente, TL, típico se dopa con impurezas aceptadoras que crean estados permitidos para electrones próximos a la banda de conducción, y además con impurezas de tipo donador, que presentan una gran facilidad para ceder uno de sus electrones, creando estados electrónicos próximos a la banda de valencia, como se muestra en la figura 1.5a. A temperatura ambiente, en un cristal TL la densidad de electrones en la banda de conducción es muy reducida, al igual que la densidad de huecos o vacantes en la banda de valencia.

El proceso de sensibilización de un cristal termoluminiscente se basa en la creación de pares electrón-hueco. Al incidir la radiación ionizante sobre un cristal termoluminiscente, se excitan los electrones de la banda de valencia y promocionan a la banda de conducción (1), como se muestra en la figura 1.5b. El electrón se mueve libremente por la banda de conducción (2), hasta que es atrapado en las trampas (3) creadas por las impurezas aceptadoras. Al mismo tiempo, el hueco se va desplazando por la banda de valencia (2'), hasta que un electrón de las impurezas donadoras pierde parte de su energía y se recombina con él (3'). Al final del proceso de sensibilización los electrones creados por la radiación quedan atrapados en las impurezas aceptadoras próximas a la banda de conducción, y los huecos en las impurezas donadoras en las proximidades de la banda de valencia. A temperatura ambiente pueden permanecer en este estado durante largos períodos de tiempo sin que se presente de forma apreciable la vuelta a estados no excitados o recombinación de electrones y huecos.

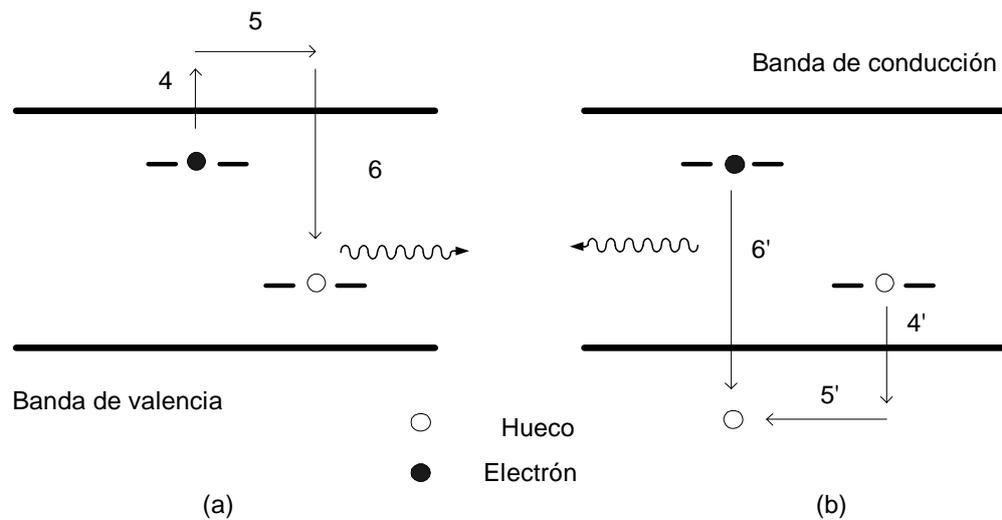


**Figura 1.5.** Diagrama de bandas de un cristal termoluminiscente en sin sensibilizar, (a), y durante el proceso de sensibilización (b).

Se puede medir la energía absorbida por el cristal invirtiendo el proceso de sensibilización. Elevando la temperatura, se incrementa la excitación térmica de los portadores atrapados en los estados de la banda prohibida, pudiendo escapar de dichos estados y recombinarse. Este proceso de recombinación de los pares se puede realizar mediante dos vías:

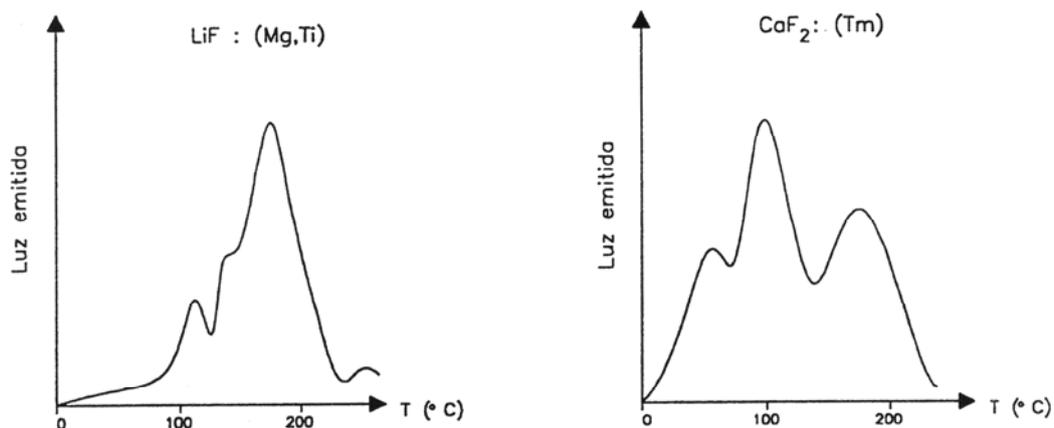
- Mediante liberación de electrones, que se caracteriza por tener un estado intermedio en el que un electrón se desplaza por la banda de conducción, como se muestra en la figura 1.6a.
- Por liberación de huecos, proceso en cual se produce un estado intermedio en el que una vacante se mueve por la banda de valencia, véase figura 1.6b.

En un cristal TL, la diferencia de energía necesaria para activar un método de recombinación u otro será diferente, por lo que durante el calentamiento, predominará a temperaturas más bajas aquel proceso que necesite proporcionar a los electrones una menor energía. Tanto si la recombinación se debe a la liberación de huecos, como a la liberación de electrones, se produce una recombinación de pares en la que se la diferencia de energía del estado inicial y el final, es del orden de 3-4 eV, por lo que el fotón emitido se encuentra dentro del espectro visible.



**Figura 1.6.** Proceso de termo-luminiscencia:  
 (a) por liberación del electrón, (b) por liberación del hueco

Estos fotones emitidos en el espectro visible, son amplificados mediante un fotomultiplicador y registrados durante un tiempo determinado. Si el cristal se calienta a una temperatura demasiado baja, producirá una emisión electromagnética muy débil, ya que la probabilidad de que los electrones escapen de los estados intermedios en los que se encuentran atrapados será prácticamente nula. Al incrementar la temperatura, aumenta el número de electrones que escapa de los estados intermedios, produciéndose un incremento de la intensidad registrada. En el proceso de emisión se alcanzan uno o varios máximos de emisión luminosa, hasta alcanzar el punto en el que prácticamente la totalidad de los electrones, que en un principio se encontraban atrapados en los estados intermedios se han recombinado, cesando la emisión. La representación de la intensidad luminosa frente a la temperatura de calentamiento se conoce como curva de emisión o *glow-curve*, y presenta una serie de máximos a unas temperaturas determinadas característicos de cada material termoluminiscente. Los máximos relativos de emisión lumínica a temperaturas superiores se deben a promociones electrónicas de mayor energía. En la figura 1.7 se presenta la curva de emisión los materiales TL más comunes.



**Figura 1.7.** Curva de emisión del LiF y del CaF<sub>2</sub>. [ORT96a]

La curva de emisión presentará tantos máximos como niveles de trampas capaces de aceptar electrones estén disponibles en el material TL, y sus alturas serán proporcionales al número de electrones que han ocupado cada uno de los diferentes niveles de trampas.

En el proceso de medida se ha de tener en cuenta que la intensidad luminosa emitida a cada temperatura de calentamiento presenta una fuerte dependencia temporal. Según va transcurriendo el tiempo, a cierta temperatura, se van recombinando mayor número de pares correspondientes a las trampas electrónicas hasta agotarse, cesando la emisión de fotones. Por lo tanto, será necesario realizar un protocolo de medida tal que este factor de decaimiento de la intensidad luminosa no se vea reflejado en el resultado, lo que complica aún más el proceso de medida.

Tanto la altura de los diferentes máximos como la totalidad de la luz emitida pueden usarse como parámetros dosimétricos. Para obtener una lectura de la dosis debemos devolver el cristal termoluminiscente a su estado inicial, en el que se encuentren huecos en las trampas aceptadoras y electrones en las donadoras. Esto presenta el inconveniente de que la lectura de la dosis es destructiva, pero a su vez permite reutilizar el cristal tantas veces como sea necesario.

En un material TL no es necesaria conexión alguna para el almacenamiento de dosis, lo que acompañado a su amplio rango de dosis hacen que se usen de forma extendida como dosímetros, tanto personales, como ambientales. A este tipo de dosímetro se le conoce como TLD (*Thermoluminescence Dosimeter*). El principal

inconveniente que presentan es el complejo proceso de medida, que imposibilita las medidas en tiempo real.

### 1.3.2. Detectores de semiconductor

Este tipo de detectores utilizan como elemento sensible a la radiación un material semiconductor, que suele ser silicio o germanio. Al incidir la radiación ionizante sobre un material semiconductor, se crea una gran cantidad de pares electrón-hueco, que son desplazados gracias a un campo eléctrico generado por una diferencia de potencial. Polarizando el semiconductor mediante unas condiciones especiales se puede obtener tanto la energía como el tipo de la radiación incidente.

Los semiconductores presentan una serie de ventajas para ser usados como detectores de radiación:

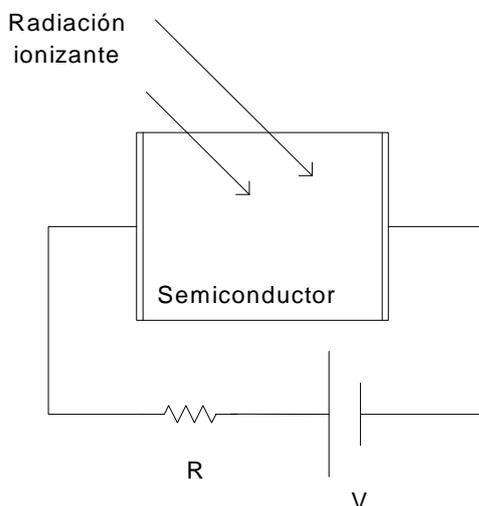
- Debido a su alta densidad, la partícula ionizante puede perder toda su energía en un recorrido corto, por lo que se consigue una eficiencia por unidad de volumen muy elevada.
- La energía necesaria de producción de pares electrón-hueco es muy reducida, por lo que el número de pares creados por fotón o partícula ionizante incidente es mayor que en otros detectores. Al producir mayor número de pares electrón-hueco permite reducir la incertidumbre de la medida, ya que la desviación típica depende de la raíz cuadrada del número de pares creados. Para producir un par electrón-hueco sólo son necesarios 3.5 eV para el silicio y 2.8 eV para el germanio, por lo que si una partícula incidente de 5 MeV pierde toda su energía en el silicio produciendo pares, creará un total de  $1.43 \cdot 10^6$  pares. Si inciden numerosos fotones de 5 MeV, tendremos una distribución estadística del número de pares creados,  $N$ , por la población de fotones incidentes. Si asumimos que es una distribución de Poisson, la desviación típica del número de pares creados vendrá dada por la  $\sqrt{N}$ . En nuestro ejemplo,  $\sigma = 1.2 \cdot 10^3$  que es un 0.08% del número medio de pares creados.

- La movilidad de los electrones libre en la banda de conducción y huecos en la banda de valencia es relativamente elevada, lo que unido a un volumen de detección es reducido, hace posible tiempos de recogida de portadores del orden de nanosegundos.

A continuación se describen los principales detectores de radiación basados en semiconductor.

### 1.3.2.1. El detector homogéneo

Como material sensible a la radiación usan un semiconductor puro, también conocido como *intrínseco*, de ahí su denominación como *detectores homogéneos* o *intrínsecos*. Consisten básicamente en un volumen de Si ó Ge entre dos electrodos, en el que se crean pares electrón-hueco al incidir radiación ionizante. Estos pares son separados por el campo eléctrico existente dentro del material semiconductor y creado por la diferencia de potencial aplicada entre los electrodos. La corriente generada se hace pasar por una resistencia R, originando una caída de tensión proporcional al número de pares creados, y por tanto a la energía perdida por la partícula de radiación ionizante.



**Figura 1.9.** Detector de semiconductor intrínseco.

Es necesario que los portadores sean recogidos en los electrodos antes de que se recombinen un número significativo de ellos. Por lo tanto el tiempo de colección de los portadores deberá ser despreciable frente al tiempo de vida media de los portadores en el semiconductor. El tiempo de colección de los portadores se puede estimar como:

$$t_c = \frac{x}{\mu E}, \quad (1.7)$$

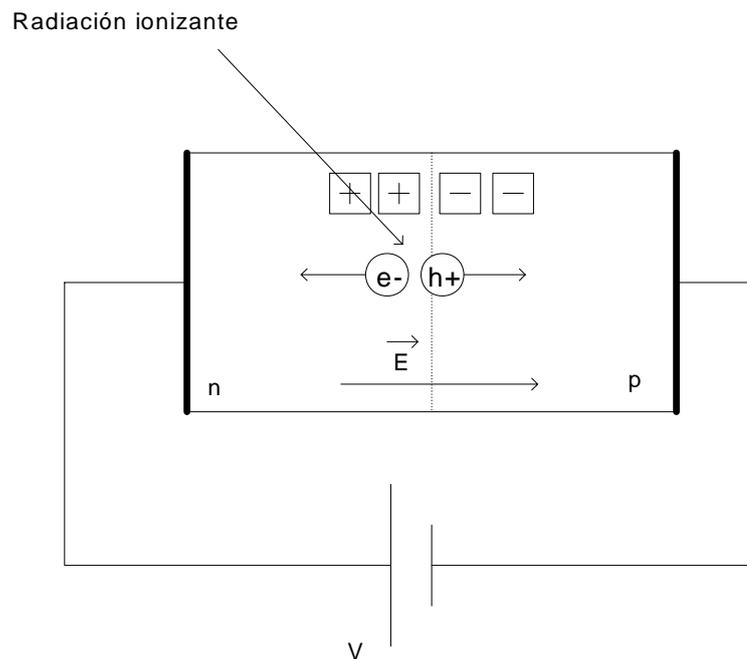
siendo  $\mu$  la movilidad de los portadores en el semiconductor,  $E$  el campo eléctrico existente y  $x$  la distancia entre los electrodos. Se puede disminuir este tiempo de colección aumentando la movilidad de los portadores purificando aún más en silicio o el germanio y disminuyendo la temperatura. Sin embargo existen ciertas limitaciones, pues la movilidad, tanto de los huecos como de los electrones, presentan unos valores máximos para cada temperatura que no pueden ser superados por muy puro que sea el material semiconductor. A 300 K la movilidad máxima de los electrones en el silicio es de  $1900 \text{ cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$ , y para los huecos es de  $550 \text{ cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$ . Esto hace necesario aumentar la tensión entre los electrodos para evitar que se recombinen la mayor parte de los pares creados. Las tensiones necesarias hacen que aparezcan corrientes parásitas que enmascaran el aumento de la corriente debido a la radiación incidente. Para evitar la aparición de estas corrientes se necesitaría que la resistividad del material semiconductor fuese del orden de  $10^8 \Omega \text{ cm}$ , y la del silicio a temperatura ambiente es de  $2 \cdot 10^4 \Omega \text{ cm}$ . Por todo ello, la sensibilidad de estos detectores es reducida y han caído en desuso.

### 1.3.2.2. El detector de unión

Según se ha visto anteriormente, el detector homogéneo presenta una baja resolución debido a las corrientes que aparecen en el material semiconductor al someter los electrodos a la diferencia de potencial necesaria para separar los pares electrón-hueco. Para reducir las corrientes creadas en el semiconductor, es necesario utilizar materiales de elevada resistividad capaces de soportar elevados campos eléctricos sin generar corrientes elevadas. Para conseguir una zona de elevada resistividad, en la que caiga la mayor parte de la tensión ejercida, se introdujo el uso de diodos rectificadores para la detección de la radiación. Es bien conocido que al poner en contacto dos semiconductores en los que se ha difundido impurezas de diferente carácter, donadoras en uno de ellos (tipo n) y aceptadoras en el otro (tipo p), se crea en las proximidades de la unión una zona en la que el número de portadores libres es prácticamente nulo, debido a la migración al otro semiconductor en un proceso de difusión. A esta zona se la

conoce como *zona de vaciamiento* o *de carga espacial*, donde el campo eléctrico resulta muy elevado, y los pares electrón-hueco creados en esta zona se separan.

Para incrementar el volumen de detección, se polariza la unión en inversa, es decir, la zona tipo n se encuentra a mayor potencial que la zona tipo p. Con esta polarización, la única intensidad que circulará por la unión es la corriente de fuga de la unión y la debida a los pares creados por la radiación. Cuanto mayor es la tensión inversa aplicada, mayor es el ancho de la zona vaciamiento, aunque nunca podrá superar la tensión de ruptura de la unión. Para los dopados normalmente usados en los diodos específicos para la detección de radiación, se obtiene una zona de carga espacial que varía entre unas decenas de micras y uno o dos milímetros. El campo eléctrico existente en la unión puede ser de varios miles de voltios por centímetro, para tensiones inversas de unos centenares de voltios. Por seguridad para el paciente, se desaconseja el uso de este tipo de detectores para la dosimetría in vivo.

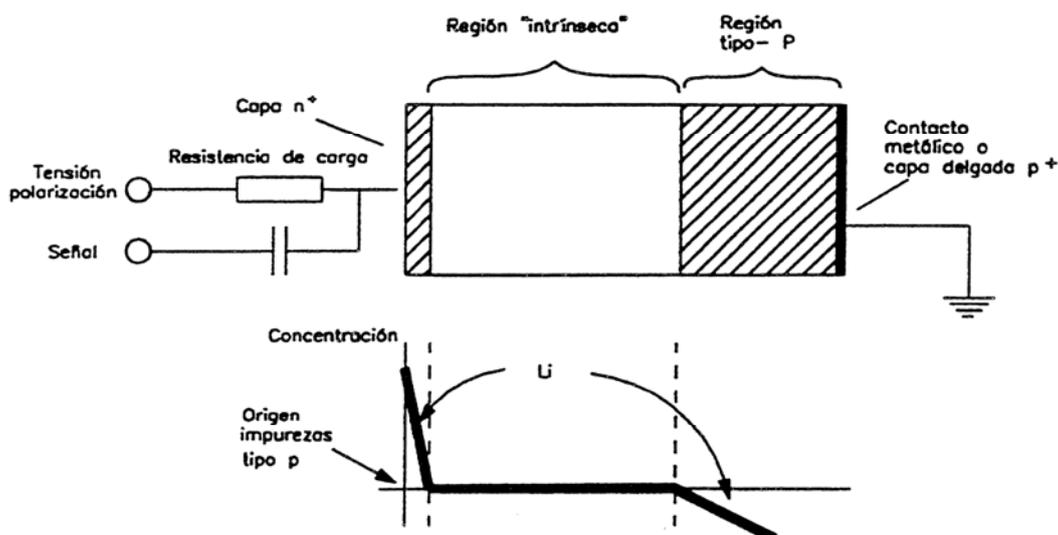


**Figura 1.10.** Creación de pares electrón-hueco en la zona de carga espacial. El campo eléctrico existente en esta zona separa los pares producidos evitando la recombinación.

### 1.3.2.3. El diodo PIN

El detector de diodo de unión necesita una tensión elevada para conseguir una zona de carga espacial de dimensiones suficientes para la detección de radiación. Resulta difícil obtener espesores superiores a 1.5 mm, lo que corresponde a la penetración de protones de 15 MeV o de electrones de 0.9 MeV.

Para obtener una zona de carga espacial de mayor espesor, bastaría con introducir, entre la zona p y la zona n del diodo, una nueva zona de semiconductor muy poco dopado. Al tener una concentración muy pequeña de impurezas, la densidad de carga en esta zona sería prácticamente nula, haciendo que el campo eléctrico se mantuviera aproximadamente constante. Esta nueva estructura es conocida como diodo PIN, por tener una zona tipo *p*, una zona de semiconductor prácticamente intrínseco, *i*, y por último una zona tipo *n*.



**Figura 1.11.** Esquema de un diodo PIN, conseguido a base de la compensación con litio [ORT96a].

Debido a la presencia de la zona intrínseca, la tensión de ruptura del diodo será mayor en valor absoluto que la de un diodo de unión pn ordinario, pues aumenta considerablemente el espesor de la barrera de potencial, reduciendo la corriente de fuga debida al efecto túnel.

Para conseguir la zona causi-intrínseca, se usa la técnica de la compensación del semiconductor. Consiste en difundir o implantar impurezas del carácter donador sobre un sustrato de semiconductor tipo p o bien impurezas aceptadoras en un sustrato tipo n. De este modo, la concentración final de impurezas será la diferencia entre la concentración primitiva y la implantada o difundida posteriormente. Para obtener diodos PIN para la detección de radiación ionizante se suele difundir litio sobre un sustrato tipo p. El Li tiene carácter donador, y con facilidad se desprende del electrón de su última capa, cediéndolo a la banda de conducción. A temperatura ambiente, las impurezas donadoras y aceptadoras se encontrarán ionizadas, de modo que si la concentración de impurezas tipo p y la de átomos de Li son prácticamente iguales, la carga neta del semiconductor cuasi-intrínseco será prácticamente nula.

Una de las razones de la utilización del litio es su bajo potencial de ionización, 0.33 eV. Otra ventaja que presenta el Li frente al P u otra impureza donadora es su reducido radio atómico, de 0.3 Å. Gracias a su pequeño tamaño se difunde a una temperatura relativamente baja por los espacios intersticiales de la red de silicio, cuyo espaciado entre átomos de 5.42 Å, haciendo que el coeficiente de difusión del litio sea del orden de  $10^7$  veces el del fósforo.

El empleo de diodos PIN de silicio compensados con litio es particularmente apropiado para la detección de partículas pesadas (protones, partículas  $\alpha$ ) y para electrones. El poder de resolución del sistema viene determinado por el ruido electrónico, que se puede reducir disminuyendo la temperatura del diodo. Para energías de unos cientos de keV, se obtienen resoluciones<sup>1</sup> de menos de 4 keV, trabajando a temperatura del nitrógeno líquido.

Con los diodos compensados con litio se pueden conseguir zonas de vaciamiento de entre 5 y 10 mm, con polarizaciones inversas de entre 500 y 5000 V. El diodo compensado con litio presenta el inconveniente de que a temperatura ambiente el coeficiente de difusión del litio es tan elevado que el diodo se puede deteriorar. Esto hace que sea necesario que permanezca constantemente a temperatura muy reducida, del orden del nitrógeno líquido. Si se someten a temperaturas ambiente del orden de unos

---

<sup>1</sup> Entendemos aquí por resolución la anchura de pico a altura mitad del mismo.

300 K, el diodo tiene que someterse a un periodo de recuperación antes de ser usado. El funcionamiento a temperaturas tan bajas reduce el valor de la corriente de fuga y desciende notablemente el nivel de ruido, por lo que se aumenta la resolución del detector. Sin embargo, la necesidad de un sistema de refrigeración imposibilita su uso en la dosimetría in vivo.

Para aumentar la eficiencia del detector, sobre todo en el caso de la detección de fotones, se utiliza germanio en vez de silicio. El germanio posee un número atómico mayor que el silicio, 32 en lugar de 14, lo que hace que presente coeficientes de absorción superiores a los del silicio en los diferentes rangos de energía. Así, para fotones de 100 keV, el coeficiente de absorción por efecto fotoeléctrico es 40 veces superior en el germanio que en el silicio; para fotones de 1 MeV, para los cuales predomina la absorción por efecto Compton, el germanio presenta un coeficiente que dobla al del silicio; y para fotones de 10 MeV, donde el mecanismo de interacción predominante con estos semiconductores es la producción de pares electrón-positrón, el coeficiente de absorción del germanio es cinco veces superior.

Debido al avance en la tecnología de creación de dispositivos de germanio, se ha conseguido realizar un diodo con una zona intrínseca suficientemente ancha, y sin la necesidad de compensar con litio. Esto posibilita la detección de cierta radiación a temperatura ambiente, aunque por consideraciones de ruido y para reducir la corriente de fuga se aconseja trabajar a temperaturas del orden del nitrógeno líquido para obtener una resolución elevada. Estos detectores se denominan detectores de germanio de alta pureza o de germanio intrínseco, HPGe.

Los HPGe se suelen fabricar en dos geometrías diferenciadas, la plana y la coaxial o cilíndrica. En esta última se obtienen volúmenes de detección superiores, por lo que suelen ser más sensibles a la radiación.

Los detectores basados en diodos poseen la gran ventaja de proporcionar lecturas de dosis inmediatas, algo que resulta de vital importancia en la dosimetría in vivo. A pesar de necesitar polarización durante el período de irradiación, con una tensión relativamente elevada, existen sistemas comerciales para la dosimetría in-vivo basados en diodos.

### 1.3.2.4. Sistema dosimétrico comercial basado en diodos

La empresa sueca Scanditronix ha desarrollado un sistema dosimétrico basado en diodos para dosimetría in-vivo, tanto para electrones como fotones. La Figura 1.12 muestra la apariencia externa de los diodos detectores. Dependiendo si la radiación incidente son electrones o fotones se han de usar un modelo u otro, ya que el recubrimiento del dispositivo es tal que permite que se alcance la condición de equilibrio electrónico. En la tabla 1.4, se indica qué modelo se debe usar, dependiendo del tipo de radiación y la energía del haz. Con este sistema se consiguen medidas de dosis de hasta 20 Gy, con una resolución de 1 mGy, según el fabricante. En el trabajo [JOR01] se hace un estudio completo de la respuesta de este sistema dosimétrico.



**Figura 1.12.** Diodos usados como sensores dosimétricos de Scanditronix. De izquierda a derecha: EDD2, EDE5, EDPO, EDP10, EDP15, EDP20, EDP30. [JOR01]

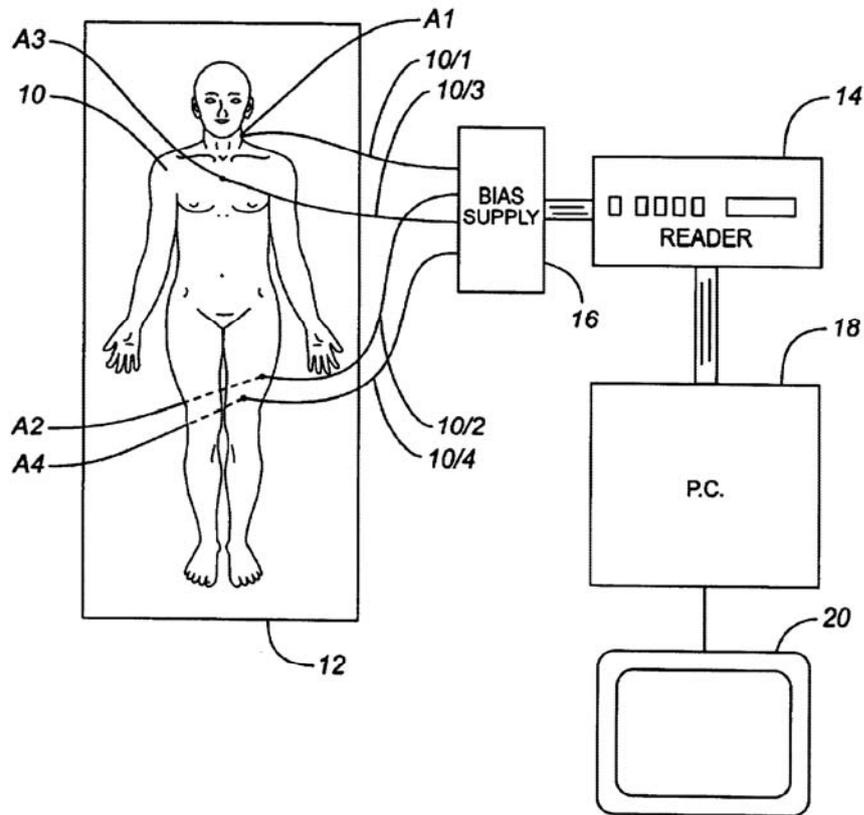
Modelo	Tipo de Radiación	Energía
EDD2	Electrones	Todas
EDE5	Rayos $\gamma$	1.25 MeV (Co-60)
EDP0	Rayos X	Dosis piel
EDP10	Rayos X	4-8 MV
EDP15	Rayos X	6-12 MV
EDP20	Rayos X	8-16 MV
EDP30	Rayos X	16-25 MV

**Tabla 1.4.** Modelo de diodos y rangos de aplicación del sistema dosimétrico de Scanditronix.

El principal inconveniente que presentan los sistemas de dosimetría in-vivo basados en diodos es la necesidad de conectar el sensor al sistema de polarización, lo que hace que la medida de la dosis resulte engorrosa para el personal clínico y molesta

para el paciente. En la figura 1.13 se muestra el esquema del instrumental necesario para dosimetría in-vivo de un sistema dosimétrico basado en diodos. Este esquema es común a cualquier otro sistema que necesite conexión eléctrica entre el sensor y la unidad lectura durante la irradiación.

Como se verá en capítulos posteriores, algunos sistemas dosimétricos basados en transistores MOSFETs posibilitan las medidas dosimétricas inmediatas en unas condiciones adecuadas de confort para el paciente.



**Figura 1.13.** Esquema de sistema de dosimetría in-vivo con sensores polarizados y sistema de lectura controlado por computador [DIN03].

---

# Capítulo 2: El MOSFET como sensor dosimétrico: Teoría y estado de la técnica

---

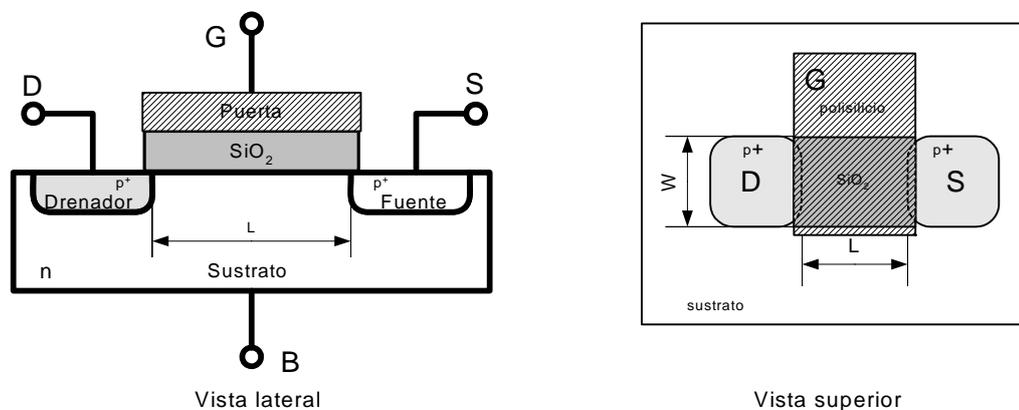
En este capítulo, nos proponemos exponer las bases teóricas necesarias para comprender el funcionamiento de un transistor MOSFET como sensor de radiación ionizante. En primer lugar, comentaremos brevemente las características eléctricas de este dispositivo y, en segundo lugar, la influencia que la radiación tiene en éstas. Al final del capítulo se hace una reseña al estado actual de la técnica de los sistemas dosimétricos basados en MOSFET disponibles comercialmente.

## 2.1. El MOSFET

El MOSFET es un dispositivo electrónico de uso muy amplio. Existen tipos de MOSFETs especializados en aplicaciones tan diversas como circuitería digital, circuitos de electrónica de potencia o de pequeña señal, aplicaciones de alta frecuencia, etc; e incluso transistores utilizados en aplicaciones como sensores en campos como la detección de gases o la medida de radiación ionizante. Para comprender el funcionamiento de este dispositivo hemos de describir su estructura así como sus características eléctricas. Además, teniendo en cuenta el estudio posterior de este dispositivo como sensor de radiación ionizante, se expondrán de manera breve tanto su comportamiento térmico como el ruido electrónico presente.

### 2.1.1. Estructura del MOSFET

El MOSFET se incluye dentro de la categoría de los transistores de efecto campo, ya que la base de su funcionamiento es la regulación de la conductividad entre dos terminales mediante un campo eléctrico controlado por un tercer terminal. Básicamente, su estructura está formada por cuatro terminales que actúan sobre un núcleo de silicio dopado. El transistor MOSFET que se va a usar en este trabajo es del tipo canal p (pMOS). En la figura 2.1 se puede observar el esquema de la estructura de un transistor pMOS lateral.

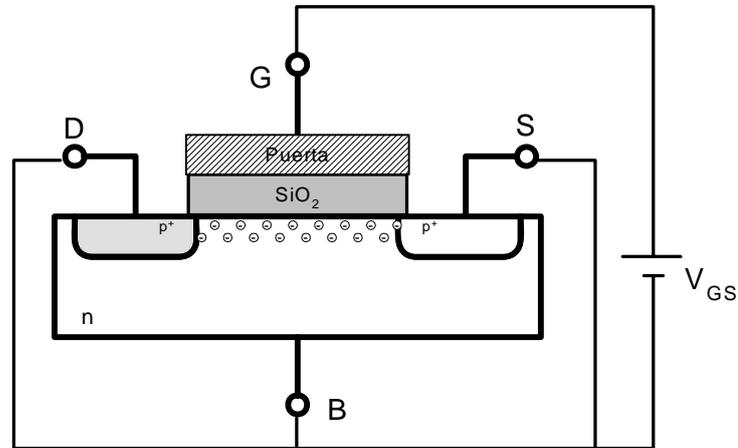


**Figura 2.1.** Estructura básica de un transistor pMOS lateral, con los terminales de puerta (*Gate*, G), sustrato (*Bulk*, B), drenador (*Drain*, D) y fuente (*Source*, S).

El dispositivo se construye sobre un sustrato de silicio dopado tipo n. En él se difunde o implanta una elevada concentración de impurezas aceptadoras para formar las zonas de fuente y drenador. Entre estas dos zonas tipo p+, y en la superficie del sustrato se hace crecer una capa aislante, generalmente dióxido de silicio. Sobre el aislante se deposita la puerta del transistor, que podrá ser de silicio policristalino de elevada conductividad o de metal, generalmente aluminio. A la estructura formada por el metal de puerta, el aislante y el silicio del sustrato se le conoce como estructura MIS, *Metal-Insulator-Semiconductor*. Cuando el aislante usado es dióxido de silicio, a esta estructura se la conoce como MOS, *Metal Oxide Semiconductor*.

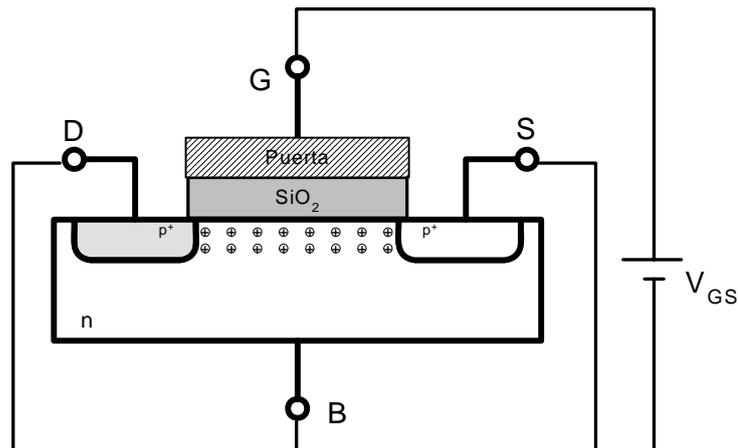
Si mantenemos los terminales de drenador, fuente y sustrato cortocircuitados entre sí, y aplicamos una tensión positiva sobre la puerta, según se refleja en la figura 2.2, se creará un campo eléctrico gracias al cual aumentará la concentración de electrones en las proximidades interfase silicio-dióxido de silicio. De este modo, la

concentración de electrones, portadores mayoritarios en el caso de un sustrato tipo n, ha aumentado, por lo que se dice que el transistor se encuentra en la región de acumulación.



**Figura 2.2.** MOSFET canal p en acumulación.  $V_{GS} > 0$ .

Por conveniencia se establece como potencial de referencia el terminal de fuente. Si la tensión de puerta-fuente  $V_{GS}$  es menor que cero, los electrones migran hacia el terminal del sustrato, aumentando el número de huecos o de vacantes, cerca de la interfase. Si la tensión de puerta es lo suficientemente negativa, la concentración de portadores minoritarios superará a la concentración de huecos o electrones en el silicio intrínseco. Se dice entonces que el dispositivo se encuentra en la zona *inversión* (Figura 2.3). Si la tensión se hace aún más negativa, aumentará de nuevo la concentración de huecos (de carga positiva). En el momento en que la concentración de huecos iguala a la de impurezas donadoras del sustrato, se dice que el transistor pMOS ha entrado en *fuerte inversión*. Al entrar el transistor en esta región, se acumulan bajo el dióxido de silicio, entre los terminales de fuente y drenador, una elevada concentración de huecos, denominada canal de inversión. La tensión mínima, considerada en valor absoluto, que hay que aplicar entre la puerta y la fuente del dispositivo para que aparezca dicho canal se conoce como tensión umbral,  $V_t$ , y como se ha mencionado anteriormente, es negativa para el transistor pMOS.



**Figura 2.3.** MOSFET canal p en inversión.  $V_{GS} < 0$ .

Una vez formado el canal, si se aplica una tensión entre la fuente y el drenador, fluirá una corriente entre ambos terminales. Los portadores móviles de esta corriente son huecos. Los huecos se moverán del terminal de mayor potencial, el terminal de fuente, al de menor potencial, el drenador. Las tensiones entre el drenador y la fuente han de ser reducidas, para que no se produzca el fenómeno de saturación del dispositivo que posteriormente trataremos. A esta región se la conoce como régimen lineal o triodo, y se caracteriza por la linealidad existente entre la intensidad que circula por el dispositivo y la tensión entre puerta y fuente, cuando la tensión drenador-fuente se mantiene constante. Como se mostrará más adelante, la constante de proporcionalidad será mayor, en valor absoluto, cuanto mayor sea la diferencia de potencial entre el drenador y la fuente.

Para que exista canal de inversión en cada punto del sustrato, la diferencia de potencial entre éste y el terminal de puerta tendrá que ser mayor, en valor absoluto, que la tensión umbral. Si, una vez formado el canal aumenta la tensión drenador-fuente  $|v_{DS}|$ , aumenta el valor de tensión puerta-drenador  $v_{GD}$ , reduciéndose su valor absoluto, hasta el punto en el que se alcanza la tensión umbral:  $v_{GD} = V_t$ . Si  $v_{DS}$  se hace aún más negativa desaparece el canal en las proximidades del drenador, ya que en esta zona se tiene que  $v_{GD} > V_t$ . Aparece por tanto una zona próxima al drenador en la que la concentración de portadores móviles se ha reducido drásticamente, lo que se traduce en una elevada resistencia entre los terminales de fuente y drenador. Esto hace que las variaciones en la tensión drenador-fuente produzcan poco cambio en la intensidad que circula por el canal. La condición de saturación se puede resumir en:

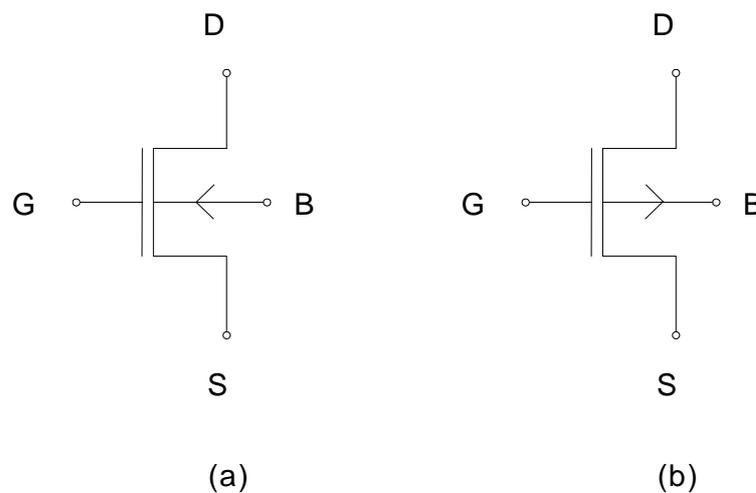
$$v_{GD} = V_t. \quad (2.1)$$

Refiriendo las tensiones al terminal de fuente, se tiene que

$$v_{GS} - v_{DS} = V_t \Rightarrow v_{DS} = v_{GS} - V_t. \quad (2.2)$$

Existen transistores MOSFET contruidos sobre sustrato de silicio tipo p en los que el canal de inversión está formado por electrones, son los conocidos como nMOS. Para crear el canal será necesario aplicar una tensión puerta-fuente positiva, por lo cual la tensión umbral será mayor que cero.

Los transistores de efecto campo mencionados hasta el momento son los conocidos como MOSFET de *enriquecimiento*, ya que para que exista canal hemos de aplicar cierta tensión a la puerta para incrementar la concentración de portadores minoritarios en el sustrato, y se representan como se muestra en la figura 2.4. Existen otro tipo de transistores MOSFET, tanto de canal p como n, en los que hay canal formado aún cuando la tensión puerta-fuente es nula. Son conocidos como los MOSFET de *deplexión* o *normally-on*. En estos dispositivos, durante el proceso de fabricación, se implantan ciertas impurezas próximas a la interfase Si-SiO<sub>2</sub>, que producen el campo eléctrico necesario para que se forme el canal. En este trabajo únicamente se va a trabajar con transistores pMOS de enriquecimiento, por lo que nuestro estudio se centrará en este tipo de dispositivos.



**Figura 2.4.** Simbología utilizada para transistores MOS de enriquecimiento.  
(a) nMOS (b) pMOS.

### 2.1.2. Característica I-V: Zonas de funcionamiento

En este apartado se va a estudiar la influencia del potencial de los diferentes terminales del dispositivo sobre la intensidad que circula por el mismo. Para obtener la característica I-V del pMOS partimos de la polarización de cada uno de los terminales según muestra la figura 2.5.

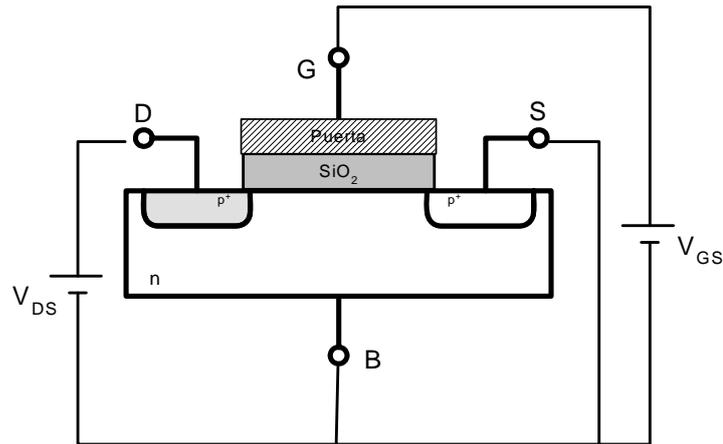


Figura 2.5. pMOS polarizado con diversas fuentes de voltaje.

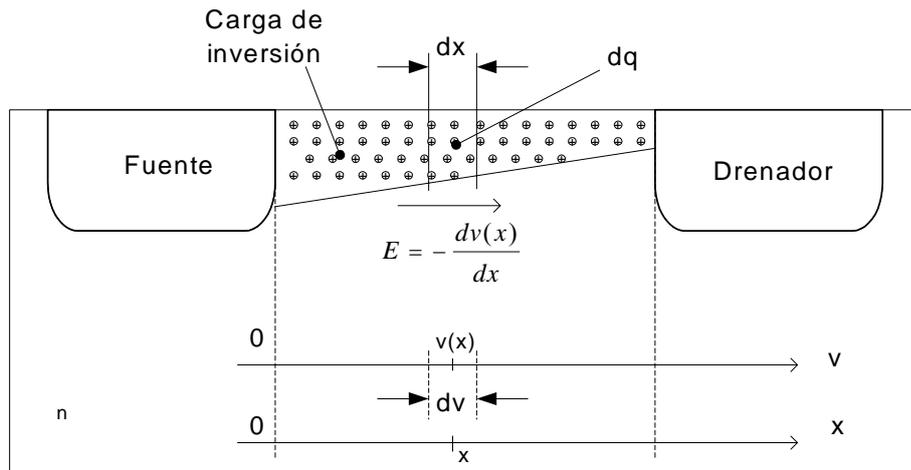
Como se ha mencionado anteriormente, en un transistor pMOS de enriquecimiento la diferencia de potencial puerta-fuente ha de superar, en valor absoluto, la tensión umbral para crear el canal de inversión. Si se cumple que  $|v_{GS}| \geq |V_t|$ , la carga de los portadores minoritarios en un volumen diferencial centrado en el punto  $x$  del canal se puede expresar como:

$$dq(x) = C_{ox} W (v_{GS} - v(x) - V_t) dx, \quad (2.3)$$

donde  $v(x)$  es el potencial del punto de sustrato considerado y referido al electrodo de fuente,  $W$  es el ancho del dispositivo y  $C_{ox}$  es la capacidad del óxido por unidad de superficie, que viene dada por:

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}, \quad (2.4)$$

$\epsilon_{ox}$  es la constante dieléctrica del dióxido de silicio y  $t_{ox}$  el espesor de la capa de SiO<sub>2</sub>.



**Figura 2.6.** Detalle del canal de un transistor pMOS.

Al aplicar una diferencia de potencial entre fuente y drenador se crea un campo eléctrico paralelo a la interfase Si-SiO<sub>2</sub>, que vendrá dado por:

$$E = -\frac{dv}{dx} \tag{2.5}$$

La diferencia de potencial negativa entre drenador y fuente, hace que los huecos se dirijan al drenador. La velocidad de deriva de estos portadores dependerá del campo eléctrico local y de la movilidad de los huecos en el silicio,  $\mu_p$ :

$$\frac{dx}{dt} = \mu_p E(x) = -\mu_p \frac{dv}{dx} \tag{2.6}$$

Derivando respecto al tiempo la ecuación (2.3) se obtiene:

$$\frac{dq}{dt} = C_{ox} W (v_{GS} - v(x) - V_t) \frac{dx}{dt} \tag{2.7}$$

Teniendo en cuenta que la derivada temporal de la carga es la intensidad que circula por el canal, y sustituyendo (2.6) en (2.7), se obtiene:

$$i_D = -\mu_p C_{ox} W (v_{GS} - v(x) - V_t) \frac{dv}{dx} \tag{2.8}$$

Integrando la expresión anterior entre el electrodo de fuente y el drenador tenemos:

$$\int_S^D i_D dx = - \int_0^{v_{DS}} \mu_p C_{ox} W (v_{GS} - v(x) - V_t) dv \quad (2.9)$$

Si consideramos que la movilidad es constante, y teniendo en cuenta que la intensidad a lo largo del canal no varía, nos queda:

$$i_D \int_0^L dx = - \mu_p C_{ox} W \int_0^{v_{DS}} (v_{GS} - v(x) - V_t) dv, \quad (2.10)$$

donde  $L$  es la longitud del canal. Realizando las diferentes integrales, aproximando la tensión umbral a un valor constante a lo largo del canal e independiente de  $v_{DS}$ , tenemos que:

$$i_D = - \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \left( (v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{1}{2} v_{DS}^2 \right). \quad (2.11)$$

Según se mencionó con anterioridad, el dispositivo entra en saturación cuando se alcanza  $v_{DS} = v_{GS} - V_t$ . En este punto, la intensidad permanece prácticamente constante ante cambios de  $v_{DS}$ , por lo que se podrá obtener evaluando la expresión de la intensidad en la zona de triodo para el valor de  $v_{DS} = v_{GS} - V_t$ :

$$i_D = - \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \frac{1}{2} (v_{GS} - V_t)^2. \quad (2.12)$$

Experimentalmente se puede comprobar que un incremento en  $|v_{DS}|$  produce un pequeño aumento en  $|i_D|$ , lo que se debe a una disminución de la longitud efectiva del canal [SZE81]. Para modelar este efecto, conocido como modulación de la longitud del canal, se introduce un nuevo parámetro,  $\lambda$ :

$$i_D = - \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \frac{1}{2} (v_{GS} - V_t)^2 (1 - \lambda \cdot v_{DS}) \quad (2.13)$$

Por lo tanto, la característica I-V para el transistor pMOS se puede expresar de la siguiente forma:

$$i_D = -\beta \left( (v_{GS} - V_t)v_{DS} - \frac{1}{2}v_{DS}^2 \right) \Leftrightarrow v_{GS} \leq V_t, v_{DS} > v_{GS} - V_t \quad (2.14a)$$

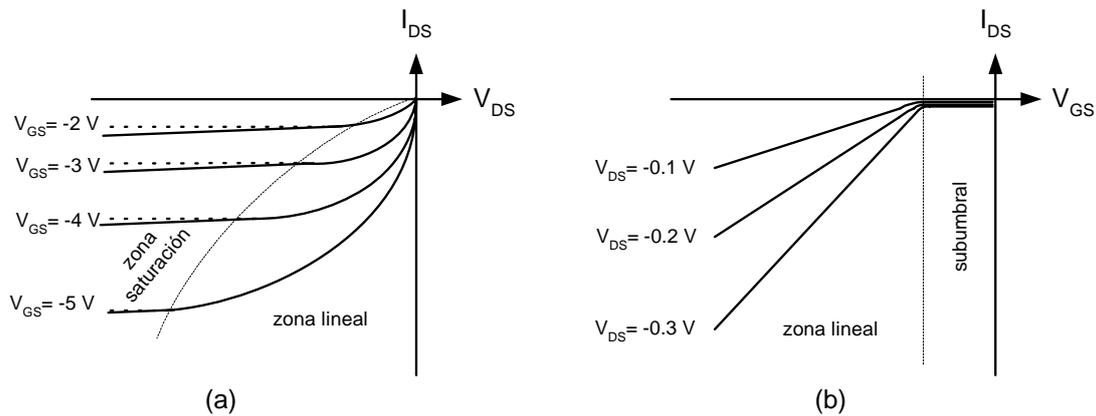
$$i_D = -\frac{\beta}{2}(v_{GS} - V_t)^2(1 - \lambda \cdot v_{DS}) \Leftrightarrow v_{GS} \leq V_t, v_{DS} \leq v_{GS} - V_t, \quad (2.14b)$$

donde  $\beta$ , conocida como transconductancia del canal, se define como  $\beta = K_p \frac{W}{L}$ , con  $K_p = \mu_p C_{ox}$ . Para un transistor pMOS de enriquecimiento y en inversión, se tiene que:  $v_{GS}, v_{DS}, V_t < 0$ . Para operar con mayor comodidad, se suele trabajar con el valor absoluto de dichas magnitudes. Teniendo en cuenta el signo de estas tensiones se puede reescribir la expresión anterior como:

$$i_D = -\beta \left( (|v_{GS}| - |V_t|) \cdot |v_{DS}| - \frac{1}{2}v_{DS}^2 \right) \Leftrightarrow |v_{GS}| \geq |V_t|, |v_{DS}| < |v_{GS} - V_t| \quad (2.14'a)$$

$$i_D = -\frac{\beta}{2}(|v_{GS}| - |V_t|)^2(1 + \lambda \cdot |v_{DS}|) \Leftrightarrow |v_{GS}| \geq |V_t|, |v_{DS}| \geq |v_{GS} - V_t|. \quad (2.14'b)$$

El signo negativo de la intensidad de drenador,  $i_D$ , nos indica que en un pMOS la corriente circula de la fuente al drenador. Para obtener la característica I-V anterior se ha utilizado un modelo de transistor pMOS de primer nivel, salvo para modelar el efecto de la modulación del canal. Este modelo es suficiente para la justificación de los resultados obtenidos en este trabajo, por lo que, por simplicidad, será en el que basaremos nuestro estudio. En la figura 2.7 se muestran las características típicas de un transistor pMOS tanto en saturación como en triodo.



**Figura 2.7.** Características I-V de un transistor pMOS, (a) Intensidad en función de la tensión drenador-fuente para diferentes valores de tensión puerta-fuente, con separación de las zonas de triodo y saturación. En la región de saturación aparece en líneas punteadas la característica I-V en saturación sin modelar el efecto de modulación del canal. (b) Intensidad en función de la tensión puerta-fuente para diferentes valores de tensión drenador-fuente, en la región de triodo.

### 2.1.3. Dependencia térmica de la característica I-V

La temperatura a la que se encuentre el dispositivo afecta sensiblemente a los parámetros que determinan la característica I-V, como son la movilidad y la tensión umbral. La movilidad de los portadores en un semiconductor decrece al aumentar la temperatura, ya que la agitación térmica de la red cristalina y de los propios portadores hace que aumente la probabilidad de colisión entre ellos y con la red. La dependencia térmica de la movilidad de los portadores en el silicio se puede modelar mediante la siguiente expresión [TSI99]:

$$\mu(T) = \mu(T_r) \left( \frac{T_r}{T} \right)^a, \quad (2.15)$$

donde  $\mu(T)$  es la movilidad a la temperatura problema,  $T$ , y  $\mu(T_r)$  es la movilidad de los portadores a la temperatura de referencia,  $T_r$ . Las temperaturas  $T$  y  $T_r$  han de expresarse en Kelvin. El exponente,  $a$ , es una constante que varía entre 1.2 y 2.0.

Veamos a continuación la dependencia térmica de la tensión umbral. La concentración de portadores tanto de minoritarios como de mayoritarios en un semiconductor, aumenta con la temperatura. Este aumento provoca que la fuerte inversión, y con ella la creación del canal, se produzca a tensiones puerta-sustrato

menores en valor absoluto que a temperaturas inferiores, lo que se traduce en un descenso del valor absoluto de la tensión umbral. Según [TSI99] la dependencia térmica de la tensión umbral se puede modelar mediante una dependencia lineal:

$$|V_t(T)| = |V_t(T_r)| - \alpha_{V_t}(T - T_r), \quad (2.16)$$

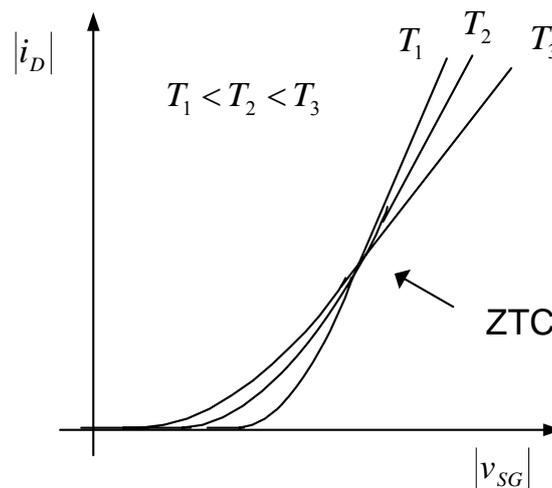
donde  $\alpha_{V_t}$  es el coeficiente térmico de la tensión umbral.

Si trabajamos con el transistor en saturación y despreciamos el efecto de la modulación del canal, la característica I-V viene dada por (2.12). Tomando valores absolutos:

$$|i_D(T)| = \mu_p(T) C_{ox} \frac{W}{L} \frac{1}{2} (|v_{GS}| - |V_t(T)|)^2. \quad (2.17)$$

A bajas corrientes se tienen reducidos valores para  $|v_{GS}|$ , próximos a la tensión umbral, por lo que dominará el efecto la disminución de  $|V_t|$  frente al decremento de la movilidad. En la zona de intensidades reducidas, un incremento de temperatura manteniendo la tensión  $|v_{GS}|$  constante, conllevará un incremento de la corriente de drenador. Cuando la intensidad que circula por el MOSFET es elevada, la tensión  $|v_{GS}|$  superará sensiblemente el valor absoluto de la tensión umbral, por lo que ligeras variaciones térmicas de la tensión umbral perderán importancia a favor del decremento de la movilidad al aumentar la temperatura. Por lo tanto, a corrientes elevadas dominará la disminución de la movilidad con la temperatura, lo que se traduce un decremento en la corriente al aumentar la temperatura manteniendo la tensión  $v_{GS}$  constante.

Existe una zona de intensidades en la que el decremento del valor absoluto de la tensión umbral y el la movilidad con la temperatura se compensan, y la relación entre  $|i_D|$  y  $|v_{GS}|$  se mantiene prácticamente constante ante variaciones térmicas. A esta zona se la conoce como ZTC, *Zero Temperature Coefficient*, y se representa en la figura 2.8.



**Figura 2.8.** Característica I-V en saturación, con  $V_{GD}=0$ , a diferentes temperaturas.

Si la intensidad que circula por un MOSFET se encuentra dentro de la zona ZTC, el voltaje puerta-fuente prácticamente permanecerá inalterado ante cambios de temperatura. Como se verá más adelante esto resulta de especial interés para el algoritmo de medida desarrollado en este trabajo para minimizar la interferencia de la temperatura en la adquisición de la dosis de radiación.

#### 2.1.4. Bandas de energía y tensión umbral en un pMOS

Como ya se mencionó anteriormente, para que exista canal, es necesario que la diferencia de tensión entre la puerta y el punto del sustrato en el que se pretende que se forme dicho canal sea menor que la tensión umbral, pues recordemos que es negativa para un pMOS. Para determinar el valor de la tensión umbral en un transistor MOSFET se ha de recurrir al estudio energético de los electrones dentro del dispositivo. Se define el nivel de Fermi como el nivel energético en el cual todos los estados de menor energía se encuentran ocupados por electrones en el cero absoluto, y los de mayor energía todos ellos desocupados. A temperatura ambiente se tendrá que la mayoría de los estados energéticos inferiores al nivel de Fermi se encontrarán ocupados, y la mayor parte de los situados a más altas energías estarán desocupados. En un semiconductor intrínseco se encuentra aproximadamente en la mitad de la banda prohibida, y en un semiconductor tipo n no degenerado se tiene que la diferencia energética entre estos dos niveles viene dada por [SZE81]:

$$E_F - E_{Fi} = KT \ln \left( \frac{N_D}{n_i} \right), \quad (2.18)$$

donde  $E_F$  es el nivel de Fermi del semiconductor dopado con una concentración de impurezas donadoras  $N_D$ ,  $E_{Fi}$  el nivel de Fermi del silicio intrínseco y  $n_i$  la concentración de electrones en el silicio sin dopar<sup>2</sup>,  $K$  la constante de Boltzmann y  $T$  la temperatura. Como se puede ver en (2.18) el nivel de Fermi depende de la concentración de impurezas donadoras,  $E_F$  se sitúa por encima de la mitad de la banda prohibida, y más próximo a la banda de conducción cuanto mayor es la concentración de impurezas donadoras.

Para establecer comparaciones energéticas entre los electrones de dos materiales diferentes hemos de establecer un nivel de referencia. Generalmente se usa el nivel de vacío, que se define como la energía que tendría un electrón que se encontrase, en reposo, fuera del material, por lo que no dependerá del material en cuestión.

La diferencia entre el nivel de Fermi y el nivel de vacío de un material se define como la función trabajo,  $q\phi$ :

$$q\phi = E_{vacío} - E_F, \quad (2.19a)$$

donde  $q$  es la carga del electrón. Particularizando (2.19a) para un semiconductor y un metal tenemos que:

$$q\phi_S = E_{vacío} - E_{Fs} \quad (2.19b)$$

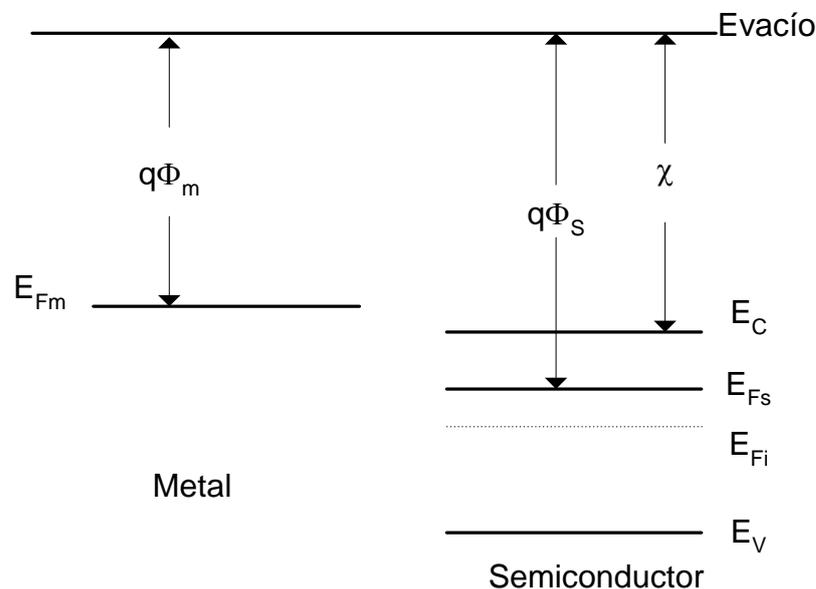
$$q\phi_M = E_{vacío} - E_{Fm} \quad (2.19c)$$

Se define la afinidad electrónica,  $\chi$ , de un material como el trabajo que hay que realizar para llevar un electrón desde el nivel mínimo de energía dentro de la banda de

---

<sup>2</sup> A T=300K para el Si se tiene que  $n_i = 1.45 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ .

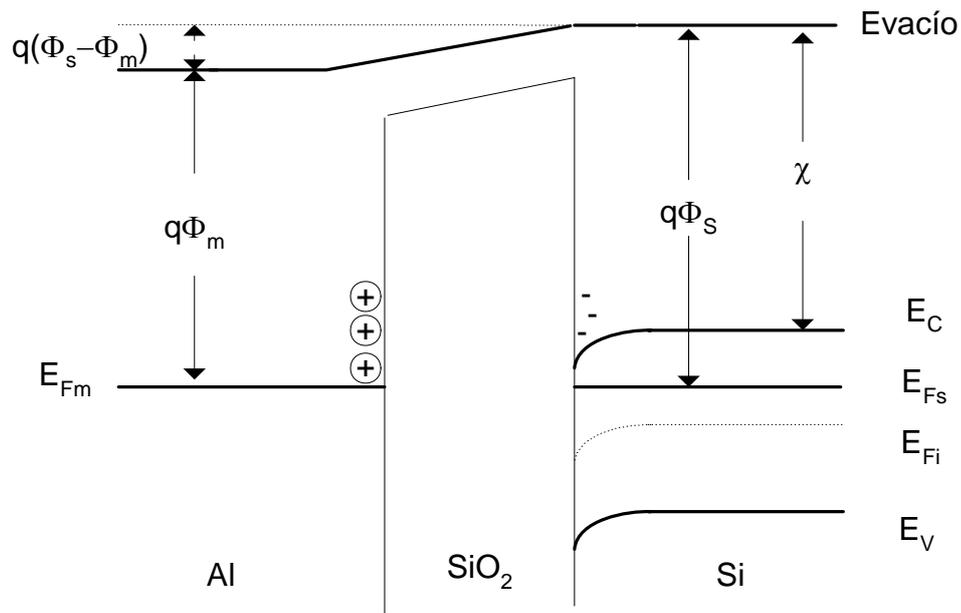
conducción hasta el nivel de vacío. En la figura 2.9 se muestran las bandas de energía de un metal y de un semiconductor tipo n.



**Figura 2.9.** Diagrama de bandas de energía para un metal y un semiconductor tipo n, tales que  $\chi > q\phi_m$

Cuando dos materiales son puestos en contacto, fluyen electrones del material de mayor al de menor nivel de Fermi. En un transistor MOSFET los electrones fluirán hasta que se igualen los niveles de Fermi del sustrato y el terminal de puerta. Teniendo en cuenta que la función de trabajo en el aluminio es  $q\phi_M^{Al} = 4.10 \text{ eV}$ , y la afinidad electrónica del silicio viene dada por  $\chi^{Si} = 4.15 \text{ eV}$ , el nivel de Fermi del aluminio se encuentra por encima del nivel de Fermi del silicio, de modo que al ponerlos en contacto fluirán electrones del aluminio al silicio, hasta que se igualen los niveles de Fermi. Como resultado de esta migración se tendrá una acumulación de electrones próxima a la interfase Si-SiO<sub>2</sub>, y en las inmediaciones de la interfase Al-SiO<sub>2</sub> la puerta quedará cargada positivamente.

A partir de ahora, se notarán las cargas fijas en los diferentes medios mediante su signo dentro de un círculo, para mostrar que son cargas no móviles. Así en la figura 2.10, la carga en la puerta es carga fija y la del sustrato será carga móvil.



**Figura 2.10.** Diagrama de bandas de energía tras el contacto de la estructura MOS con Si tipo n y con  $E_{Fm} > E_{Fs}$ , como es el caso del Al-SiO<sub>2</sub>-Si.

Para crear el canal en un pMOS hemos de aplicar una tensión puerta-sustrato negativa, de modo que atraigan huecos hacia la interfase Si-SiO<sub>2</sub>. Al aplicar una tensión puerta-sustrato negativa, se incrementa la energía de los electrones de la puerta frente a los del sustrato. La tensión necesaria para eliminar la curvatura de las bandas tanto en el metal como en el semiconductor se conoce como tensión de banda plana, y para una estructura MOS ideal viene dada por la diferencia de las funciones trabajo de ambos materiales:

$$V_{FB} = \phi_M - \phi_S = \phi_{MS} \quad (2.20)$$

Al aplicar una tensión de puerta negativa respecto al sustrato, los electrones próximos a la interfase migran hacia el electrodo del sustrato. Se tiene, por tanto, una densidad de carga espacial positiva en las proximidades de la interfase debido a las impurezas donadoras ionizadas. Se puede demostrar que la densidad de carga espacial que se tiene en la zona próxima a la interfase, cuando la diferencia de potencial entre la puerta y el sustrato es nula, viene dada por [SZE81]:

$$Q_{b0} = \sqrt{2qN_D \epsilon (2\phi_F)} \quad (2.21)$$

donde  $q$  es la carga del electrón,  $N_D$  es la densidad de impurezas donadoras del sustrato,  $\varepsilon$  es la constante dieléctrica del silicio, y  $\phi_F$  es el potencial de Fermi referido al potencial de Fermi del silicio intrínseco:

$$\phi_F = \frac{E_{Fs} - E_{Fi}}{q} = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{N_D}{n_i}\right). \quad (2.22)$$

Si el sustrato se polariza a un voltaje distinto al de la fuente, la carga acumulada en el sustrato, viene dada por la siguiente expresión [TSI99]:

$$Q_b = \sqrt{2qN_D\varepsilon(2\phi_F + v_{BS})}. \quad (2.23)$$

A  $Q_b$  se la conoce como carga en depleción, y será positiva para un pMOS pues son impurezas donadoras las que se encuentran ionizadas. Las cargas en depleción crearán un campo eléctrico que repele a los huecos de la interfase, por lo que es necesario aplicar cierta tensión negativa a la puerta que contrarreste el efecto de estas cargas positivas:

$$\Delta V_{GB}|_{cargadepleción} = -\frac{Q_b}{C_{ox}}. \quad (2.24)$$

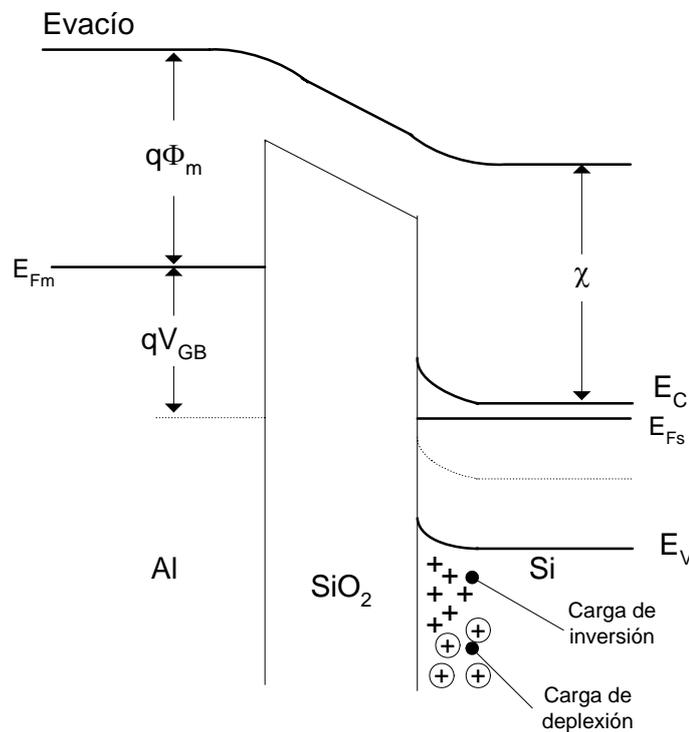
Una vez contrarrestada la carga de depleción hemos de atraer a la superficie del semiconductor una densidad de portadores minoritarios, huecos en nuestro caso, que iguale a la concentración de impurezas donadoras del sustrato, que es lo que se ha definido con anterioridad como fuerte inversión. En figura 2.11 se muestra el estado de las bandas de energía del transistor en inversión, donde la disminución de la concentración de electrones en el sustrato hace que las bandas se pandean hacia arriba en la inmediaciones de la interfase. Para producir fuerte inversión en el sustrato y en las proximidades de la interfase Si-SiO<sub>2</sub>, se ha de incrementar la tensión en la puerta una cantidad [SZE81]:

$$\Delta V_{GB}|_{fuerteInversión} = -2\phi_F. \quad (2.25)$$

Hasta el momento se ha considerado la estructura MOS ideal. Debido a los diferentes procesos tecnológicos usados para la oxidación del silicio y la obtención del

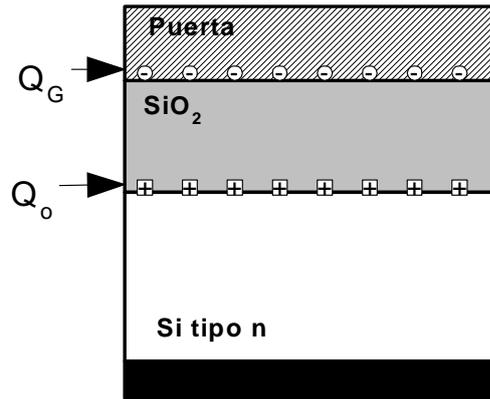
dióxido de puerta, se ven atrapadas en la interfase entre estos dos materiales una serie de cargas que afectan al valor de la tensión umbral. Esta densidad de carga es imposible de controlar y su valor únicamente se puede determinar a posteriori. Si estas cargas fuesen positivas (caso más común) contribuirán negativamente a la tensión umbral, ya que tienden a repeler a los huecos que han de formar el canal. Así:

$$\Delta V_t|_{imperfecciones} = -\frac{Q_{ss}}{C_{ox}}. \quad (2.26)$$



**Figura 2.11.** Diagrama de bandas de un MOSFET en inversión. Una tensión  $V_{GB} < 0$  suficiente, hace que los electrones del semiconductor próximos a la interfase migren hacia el interior del sustrato, apareciendo una concentración elevada de huecos en las inmediaciones de la interfase.

Recordemos que  $C_{ox}$  es la capacidad por unidad de superficie del óxido. Se ha denotado con  $Q_{ss}$  a la densidad superficial debida a las cargas atrapadas en las diferentes interfases. Estas cargas estarán alojadas en las interfases puerta-óxido y óxido-sustrato, como se puede apreciar en la figura 2.12. En general, las cargas atrapadas en al interfase óxido-aluminio suelen ser negativas, mientras que las atrapadas entre las interfase óxido-silicio son generalmente positivas.



**Figura 2.12.** Cargas atrapadas en las diferentes interfases de una estructura MOS.

La densidad superficial de carga  $Q_{ss}$  se obtiene como:

$$Q_{ss} = Q_0 + Q_G \quad (2.27)$$

La tensión umbral vendrá dada por la suma de las diferentes contribuciones: (2.20), (2.24), (2.25) y (2.26):

$$V_t = \sum_i \Delta V_{t_i} \quad (2.28)$$

Por lo tanto nos queda:

$$V_t = -2\phi_F + \phi_{MS} - \frac{1}{C_{ox}}(Q_b + Q_{ss}) \quad (2.29)$$

Para un pMOS real, en el que se han considerados las densidades superficiales de carga parásitas introducidas en los procesos de fabricación tendremos que la tensión de banda plana viene dada por:

$$V_{FB} = \phi_{MS} - \frac{Q_{ss}}{C_{ox}} \quad (2.30)$$

Según se ha visto en el desarrollo anterior, la tensión umbral depende de la densidad de carga superficial en las diferentes interfases y en el interior del aislante. Gracias a este hecho es posible la detección de radiación ionizante mediante un MOSFET, como se verá más adelante.

### 2.1.5. Ruido electrónico en el transistor MOSFET

En un MOSFET ideal la corriente de drenador únicamente depende del potencial de los terminales del transistor. Sin embargo, se puede observar en un dispositivo real que la corriente de drenador sufre pequeñas variaciones en torno al valor promedio modelado por la característica del dispositivo. Como cualquier fenómeno de ruido, éste supone un límite inferior a la resolución con la que se pueden medir sus características eléctricas. Si, como es el caso, estas características eléctricas se usan para la detección de una magnitud, el ruido electrónico en definitiva impone un límite inferior a la resolución de este dispositivo usado como sensor.

La intensidad de drenador se puede descomponer en un término constante en el tiempo, dado por las expresiones (2.14a) y (2.14b), y otro de media temporal nula y de carácter aleatorio. A este segundo término se le conoce como ruido electrónico.

$$i_{DS}(t) = I_{DS} + i_n(t). \quad (2.31)$$

Para caracterizar cuantitativamente el nivel de ruido, se suele usar la raíz del valor cuadrático medio o *rms*:  $i_n^{rms} = \sqrt{i_n^2}$ .

Las medidas de ruido dependen de la frecuencia y del ancho de banda utilizado en dicha medida. Para caracterizar el ruido que afecta al sistema se suele usar la densidad espectral de potencia, que se define para una señal  $n(t)$  como:

$$S_n(f) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{\overline{n^2(t)}}{\Delta f}, \quad (2.32)$$

donde  $\Delta f$  es el ancho de banda utilizado para la medida. Si  $n(t)$  es la señal de ruido que afecta a la intensidad de drenador, la densidad de potencia espectral vendrá dada en  $A^2Hz^{-1}$ , y si por el contrario se pretende caracterizar el ruido del transistor mediante la tensión entre dos de sus terminales se expresará en  $V^2Hz^{-1}$ . Teniendo en cuenta que el valor cuadrático medio de la señal será la suma de los valores cuadráticos medidos en pequeños intervalos  $\Delta f$ , tenemos que el valor cuadrático medio medido entre las frecuencias  $f_1$  y  $f_2$  vendrá dado por:

$$\overline{n^2(t)} = \int_{f_1}^{f_2} S_n(f) df \quad (2.33)$$

En un transistor MOSFET la corriente de drenador se ve afectada principalmente por dos tipos de ruido:

- Ruido blanco
- Ruido *flicker*

Ambas fuentes de ruido no están correlacionadas entre sí y son de valor medio nulo, por lo que el valor cuadrático medio vendrá dado por la suma de los valores cuadráticos medios de cada uno de ellos:

$$\overline{i_n^2} = \overline{i_b^2} + \overline{i_f^2}, \quad (2.34)$$

siendo  $\overline{i_f^2}$  el valor cuadrático medido del ruido *flicker* y  $\overline{i_b^2}$  del ruido blanco. Del mismo modo la densidad espectral de ruido será la suma de ambas densidades espectrales:

$$S_n(f) = S_f(f) + S_w(f). \quad (2.35)$$

### 2.1.5.1. Ruido blanco

Entre otros fenómenos, la agitación térmica de los portadores dentro del dispositivo, genera una densidad espectral de ruido constante en la frecuencia. A este tipo de ruido se le conoce como ruido blanco, y se caracteriza por tener una densidad espectral constante en la frecuencia hasta el rango de GHz. Se puede demostrar que la densidad espectral de ruido blanco para un transistor pMOS viene dada por [TSI99]:

$$S_{iw} = 4kT \left[ \frac{W}{L} \mu \cdot C_{ox} (|V_{GS}| - |V_t|) \frac{2}{3} \frac{1 + \eta + \eta^2}{1 + \eta} \right], \quad (2.36)$$

donde,

$$\eta = \begin{cases} 1 - \left| \frac{V_{DS}}{V_{GS} - V_t} \right| & , si \quad |V_{DS}| \leq (|V_{GS}| - |V_t|) \\ 0 & , si \quad |V_{DS}| > (|V_{GS}| - |V_t|) \end{cases} \quad (2.37)$$

### 2.1.5.2. Ruido *flicker*

El ruido *flicker* se caracteriza principalmente por presentar una densidad de potencia espectral inversamente proporcional a  $f^\alpha$ . El valor de  $\alpha$  variará según el dispositivo, siendo valores típicos lo comprendidos entre 0.7 y 1.2 [TSI99].

Existen diferentes teorías que justifican la presencia del ruido *flicker* en transistores MOSFETs. Una de las más comúnmente aceptadas es aquella que achaca la presencia de este tipo de ruido a la fluctuación aleatoria del número de portadores en el canal. Algunos de los portadores que conforman el canal ocupan y desocupan las trampas existentes en la interfase Si-SiO<sub>2</sub> aleatoriamente [LOP91][LOP92][LOP95], produciendo alteraciones en la carga de interfase  $Q_0$  y en la movilidad debido a la dispersión coulombiana [BAN93][GOD97][PAL97]. Estas cargas atrapadas en la interfase hacen la que tensión umbral se vea alterada, según (2.26) y (2.27). Si se polariza el MOSFET con una intensidad de drenador constante, las variaciones instantáneas en la tensión umbral producirán pequeños cambios en la tensión drenador-fuente, como se puede deducir fácilmente de (2.14a) y (2.14b).

Las variaciones en la tensión umbral debida al atrapamiento aleatorio de carga en la interfase son proporcionales a  $1/C_{ox}$ , según (2.26) y (2.27), por lo que la densidad de potencia espectral será proporcional a  $1/C_{ox}^2$ . De este modo se puede escribir [TSI99]:

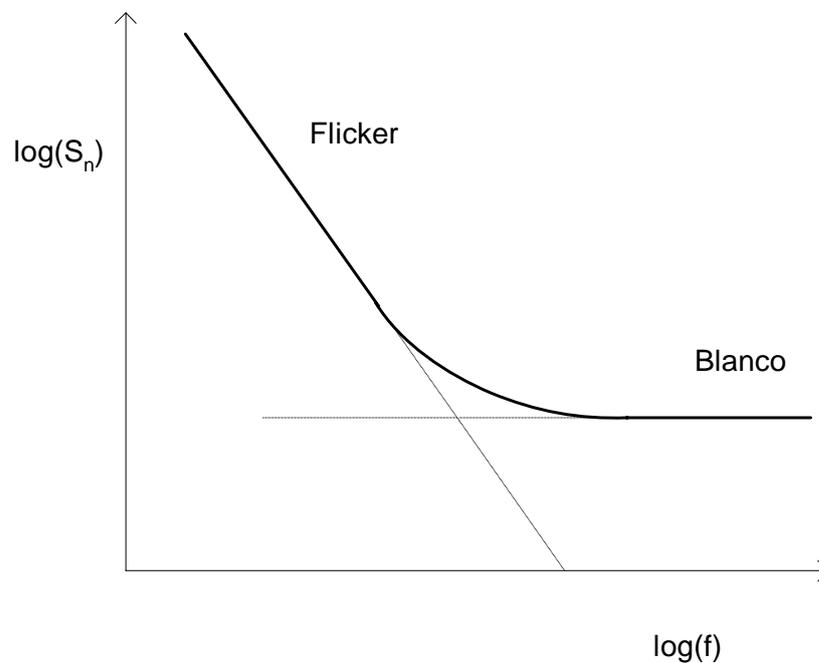
$$S_{v,f} = \frac{K_f}{C_{ox}^2 WL} \frac{1}{f^\alpha}, \quad (2.38)$$

donde  $K_f$  y  $\alpha$  son constantes positivas características del dispositivo. Por lo tanto, la densidad de potencia espectral del ruido *flicker* será mucho mayor a bajas frecuencias que a altas frecuencias. Si tenemos en cuenta la expresión (2.4), nos queda:

$$S_{v,f} = K_f \left( \frac{t_{ox}}{\epsilon_{ox}} \right)^2 \frac{1}{f^\alpha}. \quad (2.39)$$

Según la expresión anterior, la densidad de potencia espectral de ruido *flicker* aumenta al hacerlo el espesor de óxido.

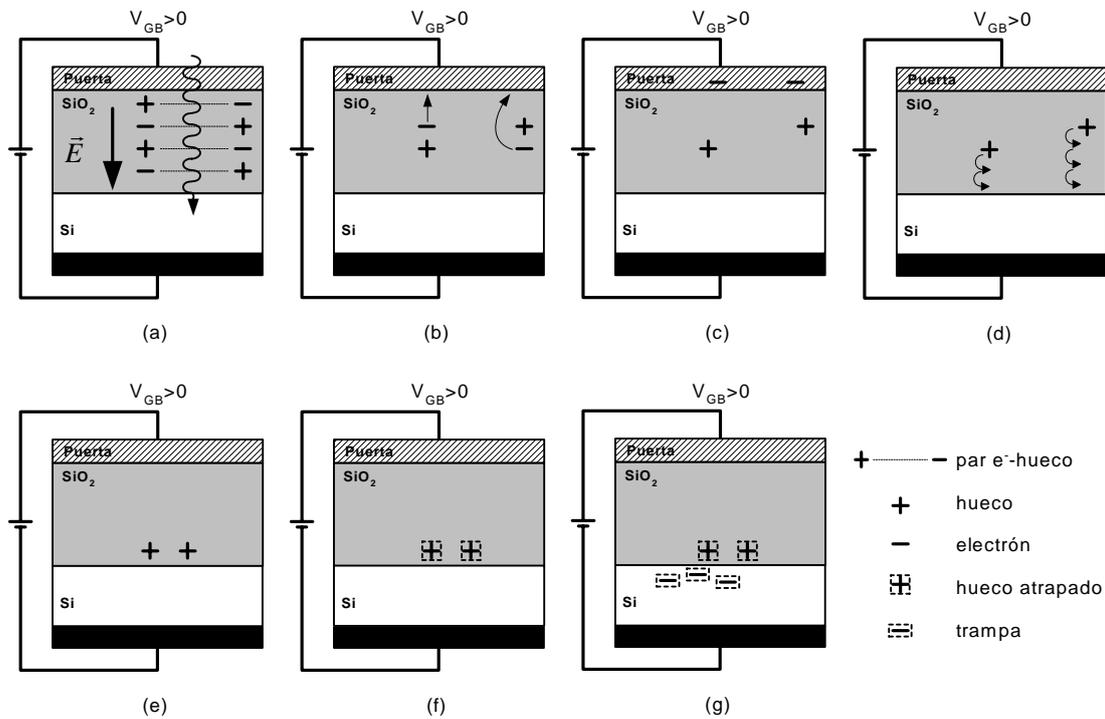
En un transistor MOS, al medir la densidad espectral de ruido de la tensión drenador-fuente manteniendo constante la intensidad de drenador, es de esperar que se obtenga como resultado la suma de las densidades de potencial espectral debidas al ruido *flicker* y al ruido blanco. En la figura 2.13 se muestra el modelo propuesto para la densidad de potencia espectral de ruido para un transistor MOS. El ruido *flicker* domina a bajas frecuencias, mientras que a altas frecuencias la densidad de potencia espectral dominante es la debida al ruido blanco. En los sistemas dosímetros basados en MOSFETs las medidas se realizan a baja frecuencia, por lo que la resolución vendrá impuesta por el nivel de ruido *flicker*, como muestran diversos autores [TAR96][CON98][BEN04].



**Figura 2.13.** Densidad espectral de la tensión drenador-fuente en un MOSFET manteniendo constante la intensidad de drenador.

## 2.2. Efectos de la radiación en el MOSFET

Los sensores de semiconductor basan la detección de la radiación ionizante, en la creación de pares electrón-hueco y su separación inmediata, mediante un campo eléctrico suficientemente elevado para evitar la posterior recombinación. Sin embargo, los TLDs no necesitan campo eléctrico para registrar la radiación recibida, sino que las cargas quedan atrapadas en trampas electrónicas. En la detección de la radiación ionizante mediante MOSFET se utiliza ambos mecanismos. En primer lugar, un campo eléctrico separa los pares electrón-hueco creados por la radiación y acto seguido los huecos son arrastrados hacia una zona en la que existen abundantes trampas, donde quedan alojados, como se describe en la figura 2.14.



**Figura 2.14.** Proceso de producción de pares y atrapamiento de estos en las trampas de la interfase óxido-sustrato. (a) La radiación ionizante produce pares electrón-hueco. (b) Los electrones son barridos hacia la puerta y los huecos hacia el sustrato. (c) Los huecos se van desplazando más lentamente hacia el sustrato. (e) Los huecos alcanzan el sustrato. (f) Los huecos quedan atrapados en las trampas de la interfase. (g) Se generan estados superficiales, trampas en la interfase con el silicio.

### 2.2.1. Creación y atrapamiento de huecos

En este apartado nos centraremos en el estudio del MOSFET de canal p, ya que el canal n no presenta un comportamiento monótono con la cantidad de energía recibida, por lo que su uso en dosimetría es reducido. Para crear el campo eléctrico, se puede aplicar una tensión positiva entre la puerta y el sustrato,  $V_{GB} > 0$ . Esta tensión crea en la estructura metal-óxido-semiconductor un campo eléctrico que se dirige de la puerta hacia el sustrato, como se indica en las figuras 2.14 y 2.15a.

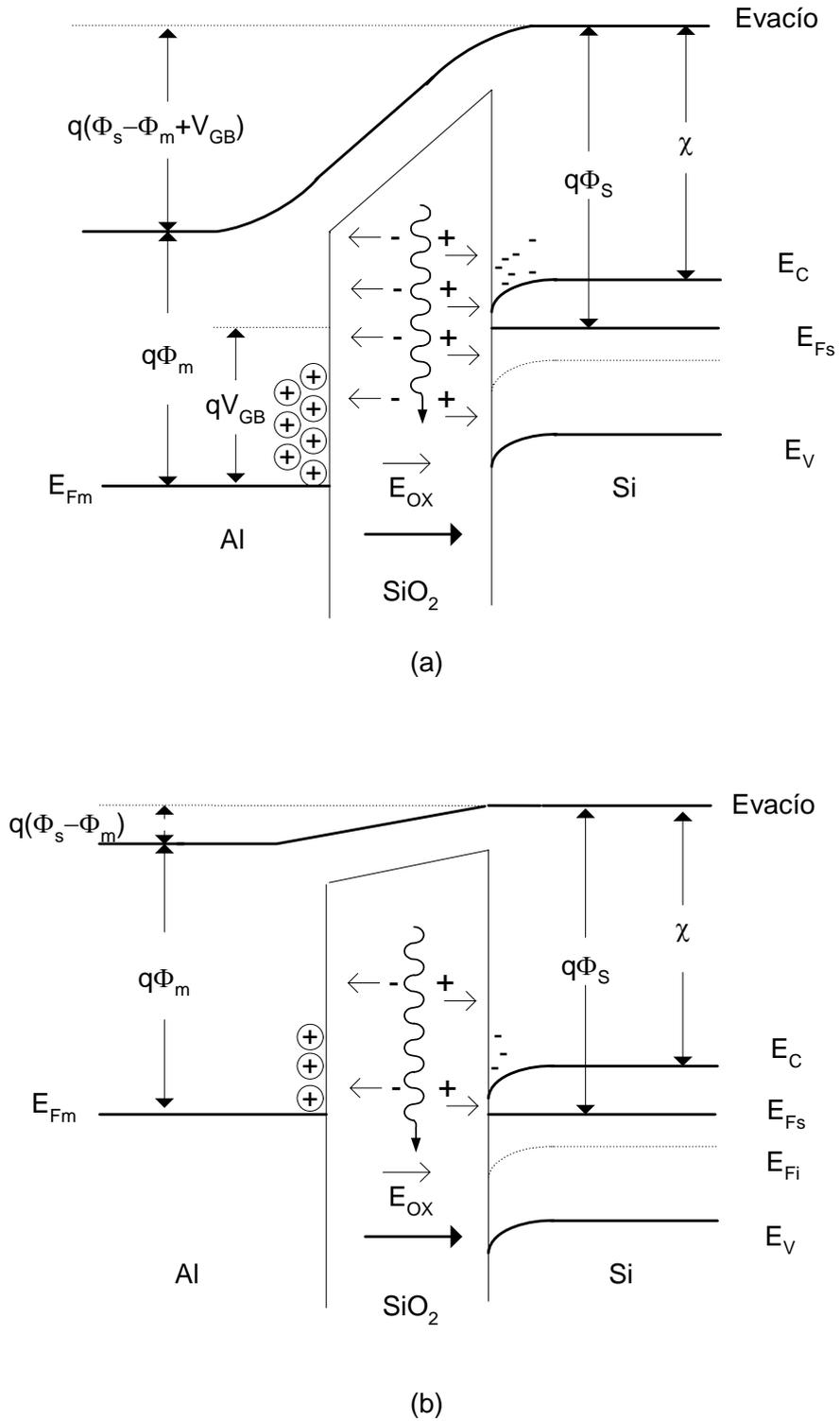
Al incidir radiación sobre el transistor MOSFET, se crearán pares electrón hueco en todo el dispositivo, aunque únicamente serán separados, evitando la recombinación, en las zonas del transistor en las que haya un campo eléctrico suficiente. Como se muestra en las figuras 2.15a y 2.15b, existirá campo eléctrico en aquellas zonas del semiconductor donde se exista curvatura de las bandas de energía, es decir, en el óxido y en las inmediaciones de la interfase.

En la interfase Si-SiO<sub>2</sub> aparece una elevada concentración de electrones al polarizar la estructura con  $V_{GB} > 0$ , ya que nos encontramos en régimen de acumulación. Como se muestra en la figura 2.15a, los pares electrón-hueco creados por la radiación en la citada interfase son separados por el campo eléctrico, pero los huecos se recombinan con los electrones acumulados en el sustrato. En el óxido de puerta, el campo eléctrico es suficiente para separar los pares creados por la radiación en dicho óxido. Los electrones generados por la radiación son conducidos hacia la puerta del dispositivo, y los huecos hacia la interfase donde quedan confinados en las trampas.

Se puede detectar radiación con una estructura MOS sin polarizar, gracias al campo creado en el óxido por la diferencia de las funciones de trabajo del metal de puerta y el semiconductor que constituye el sustrato. Como se puede apreciar en la figura 2.15b, los electrones creados en el óxido por la radiación ionizante son arrastrados hacia la puerta. Por el contrario, los huecos se desplazan hacia la interfase, pues recordemos que la carga del hueco es de signo contrario a la del electrón.

Tanto en el caso de polarizar la estructura con una tensión  $V_{GB} > 0$ , como en el caso de no usar polarización alguna, existe un campo eléctrico en el óxido que separará los pares creados por la radiación, arrastrando los electrones hacia el terminal de puerta

y los huecos hacia la interfase Si-SiO<sub>2</sub>. Los huecos que quedan atrapados en la interfase incrementan la densidad superficial de carga  $Q_0$ , y producen un aumento de  $|V_t|$ .



**Figura 2.15.** Separación de los pares electrón-hueco creados por la radiación gracias al campo eléctrico existente en el óxido. (a) Con una tensión puerta-sustrato positiva. (b) Sin polarización de puerta.

Veamos, con mayor detalle, cómo se producen y separan los pares electrón-hueco en el óxido. Al incidir radiación sobre el dióxido de silicio, se crean una gran cantidad de pares electrón-hueco. La energía necesaria para crear un par en el  $\text{SiO}_2$  es de  $(17 \pm 1)eV$ , según Benedetto y Boech [BEN86]. Se puede calcular el número de pares creados por unidad de volumen al absorberse en este volumen de óxido una dosis de un rad, resultando [OLD99]  $8.1 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-3} \text{ rad}^{-1}$ . No todos los pares creados son separados por el campo eléctrico. Se denota por  $f_y(E_{ox})$  la fracción de huecos que escapan de la recombinación, que depende del campo eléctrico y de la densidad de pares creados inicialmente. La fracción de huecos capturados oscila entre 0.1 y 1.0, según [MA89]. Se pueden explicar los fenómenos de recombinación mediante dos modelos analíticos, el de Smoluchowski-Onsager [ONS38], o modelo *gminate*, y el modelo *columnar* [JAF29]. En ambos modelos, la fracción de pares que escapa a la recombinación aumenta con el campo eléctrico. Estos huecos y electrones sufrirán diferentes procesos de transporte hasta alcanzar la puerta del dispositivo, en el caso de los electrones; y la interfase con el silicio, en el caso de los huecos.

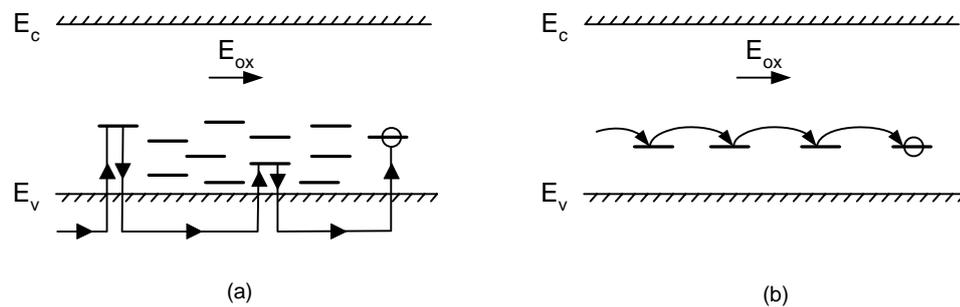
Los electrones son barridos rápidamente hacia la puerta por el campo eléctrico, mientras que los huecos sufren procesos de transporte que se extienden en el tiempo. Esta diferencia se debe principalmente a que la movilidad de los electrones en el  $\text{SiO}_2$  es muy superior a la de los huecos. Según [MA89] la movilidad de los electrones es del orden de  $20 \text{ cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$  a temperatura ambiente, y la velocidad máxima de arrastre llega a alcanzar los  $10^7 \text{ cm s}^{-1}$  cuando se aplican campos eléctricos elevados. Sin embargo, la movilidad de los huecos depende fuertemente del campo aplicado y de la temperatura. A temperatura ambiente, y según el campo eléctrico aplicado, la movilidad de los huecos puede oscilar [MA89] entre  $10^{-4} - 10^{-11} \text{ cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$ . Por lo tanto, la movilidad de los huecos es, a lo sumo, unas cien mil veces inferior a la de los electrones.

Los huecos se van desplazando “lentamente” hacia la interfase mediante dos mecanismos de transporte diferenciados [MA89]: por la banda de valencia, o bien mediante estados energéticos en la banda prohibida.

La radiación crea estados en la banda prohibida del  $\text{SiO}_2$  que podrán ser ocupados por electrones procedentes de la banda de valencia, véase figura 2.16a. El hueco creado en la banda de valencia, gracias a la ocupación de la trampa, se desplaza

hacia la interfase hasta que una nueva trampa, que se encuentre ocupada, ceda su electrón y neutralice al hueco, comenzando de nuevo el proceso de transporte. Este mecanismo de transporte dependerá de la temperatura y de la energía de los estados energéticos de la banda prohibida creados por la radiación. El tiempo de tránsito de los huecos presentará una gran dispersión, ya que depende de procesos aleatorios de ocupación y liberación de trampas de diferentes niveles de energía. A temperaturas elevadas, el tiempo medio de ocupación-liberación de las trampas de diferentes niveles de energía tiende a equipararse, reduciendo la dispersión del tiempo de tránsito.

El segundo mecanismo de transporte de huecos se basa en la transición túnel de los huecos de unos estados a otros de la banda prohibida. Este mecanismo es activado por la temperatura, y presenta de nuevo un carácter aleatorio, ya que tanto la altura de la barrera de potencial como su anchura dependen de la orientación espacial de las moléculas en  $\text{SiO}_2$ .



**Figura 2.16.** Transporte de huecos en el óxido: (a) Proceso de conducción por la banda de valencia. (b) Transporte mediante efecto túnel a través de las trampas de la banda prohibida.

Tanto las trampas creadas por la radiación en el sustrato, como las originadas en el óxido y las ya existentes, se encuentran muy próximas a la interfase, en torno a 10 nm. Esto hace que la respuesta a la radiación del dispositivo sea muy dependiente del proceso de fabricación del óxido, ya que se basa esencialmente en fenómenos de superficie.

### 2.2.2. Influencia en las características I-V

La radiación ionizante, además de crear pares electrón-hueco y trampas en el dióxido de silicio cercanas a la interfase, crea nuevos estados permitidos en el sustrato, también en las proximidades de la interfase. Esto causa importantes alteraciones en la tensión umbral del transistor y en la transconductancia del canal. Como se verá a continuación la tensión umbral se verá afectada tanto por las cargas acumuladas en el óxido como en el sustrato, en ambos casos, próximas a la interfase. La transconductancia del canal, en una primera aproximación, únicamente dependerá de la densidad de trampas en la interfase, y no de las cargas en el óxido.

#### 2.2.2.1. Efectos sobre la tensión umbral

Las densidades de carga creadas por la radiación incidente, tanto en el óxido como en el sustrato, afectan a la tensión umbral. Según se expuso en el apartado 2.1.4, el incremento de tensión umbral debido a las densidades de carga atrapadas en la estructura venía dado por  $\Delta V_t = -Q_{ss} / C_{ox}$ , siendo  $Q_{ss}$  la densidad superficial de carga atrapada en la estructura MOS, y  $C_{ox}$  la capacidad por unidad de superficie. Si llamamos  $Q_{OT}$  a las cargas atrapadas en el óxido y  $Q_{IT}$  a la densidad superficial de carga atrapada en el sustrato y próxima a la interfase, tenemos que el incremento neto en la densidad superficial de carga atrapada en la estructura tras la irradiación del dispositivo vendrá dada por:

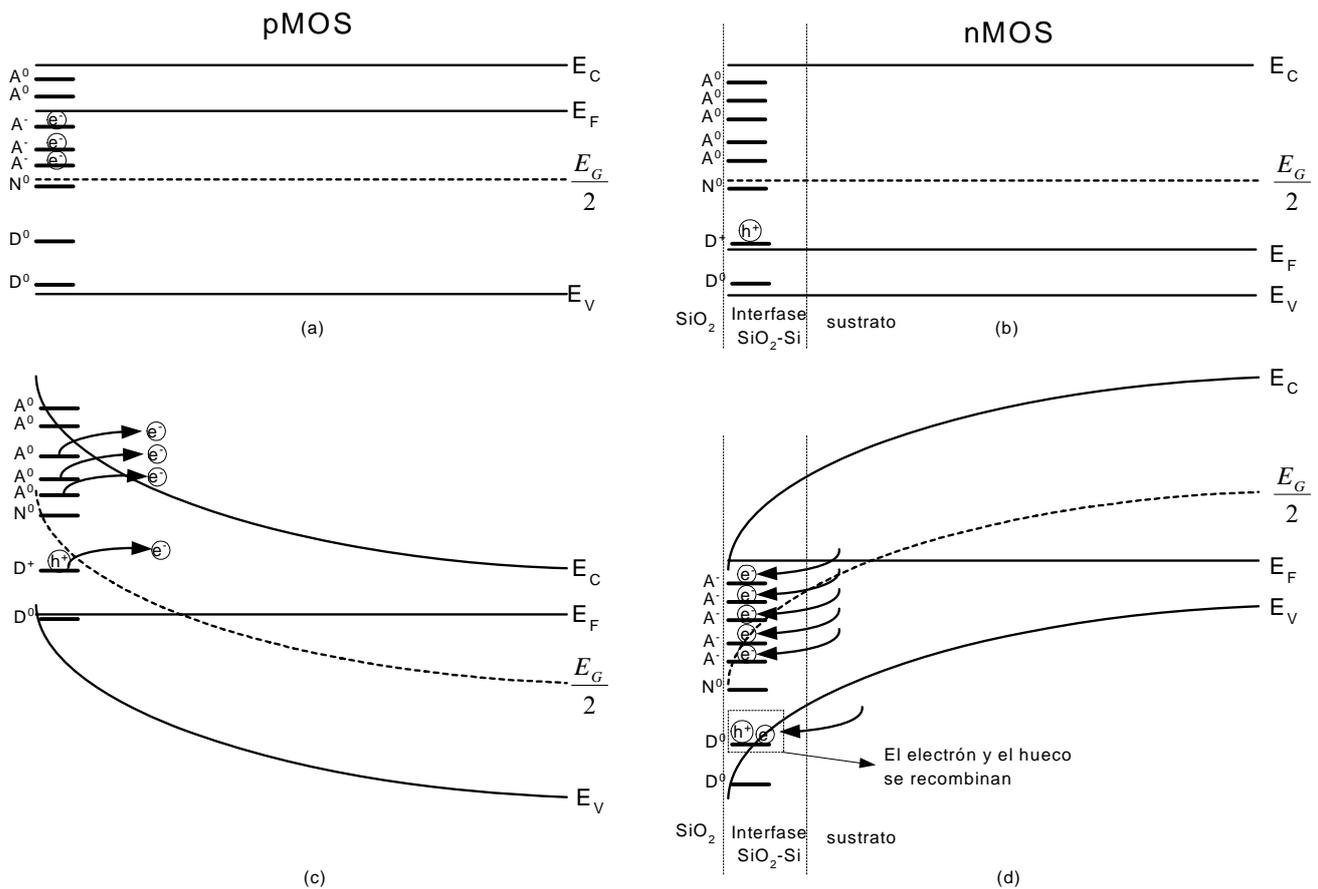
$$\Delta Q_{ss} = \Delta Q_{OT} + \Delta Q_{IT}. \quad (2.40)$$

Por lo que el incremento de la tensión umbral vendrá dado por:

$$\Delta V_t = -\frac{Q_{ss}}{C_{ox}} = -\frac{1}{C_{ox}} (\Delta Q_{OT} + \Delta Q_{IT}). \quad (2.41)$$

Como hemos visto en el apartado anterior, la densidad de carga atrapada en el óxido es, en general, positiva. Sin embargo el signo de las cargas atrapadas en el sustrato merece un análisis detallado. Para comprender los efectos de las trampas sobre la tensión umbral, hemos de exponer algunas de las características de las mismas. Según [OLD99]:

- a) Las trampas se encuentran generalmente en la banda prohibida del silicio.
- b) Existen dos tipos de trampas, unas de carácter donador y otras de carácter aceptador, ambas en estado neutro cuando no poseen carga.
- c) La mayoría de las trampas situadas por encima de la mitad de la banda de prohibida son de carácter aceptador, y las que se encuentran por debajo suelen ser de carácter donador.
- d) Una trampa donadora por debajo del nivel de Fermi se encuentra ocupada, y, por tanto, en estado neutro. Las trampas aceptadoras se encontrarán vacías, por lo tanto en estado neutro, si están por encima del nivel de Fermi del sustrato.



**Figura 2.17.** Distribución energética de las trampas creadas por la radiación. (a) Diagrama de bandas de un transistor pMOS después de la irradiación aplicando a la puerta la tensión de banda plana. (b) Idem para un nMOS. (c) Diagrama de bandas de un pMOS en fuerte inversión, con polarización negativa de puerta. (d) Idem para nMOS con polarización positiva de puerta.

Las trampas creadas en el silicio son las causantes de la principal diferencia entre la respuesta de un transistor de canal p y uno de canal n. En un pMOS, al polarizar la puerta con una tensión negativa hace que los electrones próximos a la interfase migren hacia el sustrato, y las bandas de energía se comban hacia arriba. Del mismo modo, se curva la energía de las trampas aceptadoras, lo que propicia que trampas que se encontraban ocupadas antes de entrar en inversión (figura 2.17a), queden por encima del nivel de Fermi, causando que la mayoría de ellas estén desocupadas y por tanto es estado neutro (figura 2.17c). Algunas de las trampas donadoras, que inicialmente se encontraban sin ionizar (figura 2.17a), al desplazarse hacia arriba en el diagrama de bandas, pueden quedar por encima del nivel de Fermi, con lo que se ionizan positivamente (figura 2.17c). Esto acentúa el efecto de las cargas positivas atrapadas en el óxido, haciendo que la tensión umbral sea aún más negativa. En un pMOS:

$$\left. \begin{array}{l} \Delta Q_{IT} > 0 \\ \Delta Q_{OT} > 0 \end{array} \right\} \Rightarrow \Delta Q_{SS} > 0.$$

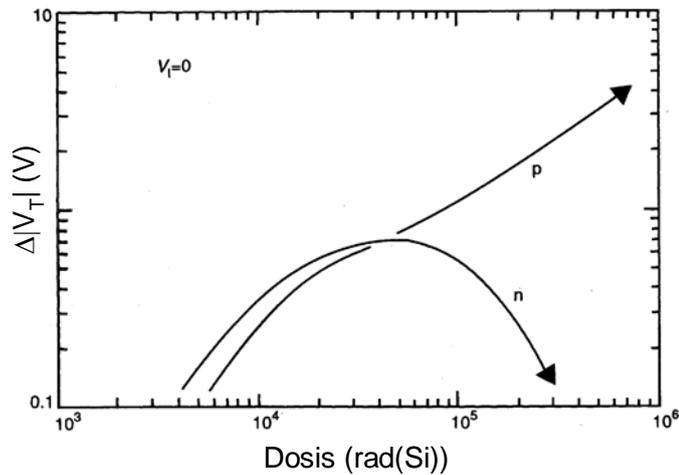
Para un nMOS, al aplicar la tensión de banda plana a la puerta tendremos una situación similar a la de la figura 2.17b, donde la mayoría de las trampas aceptadoras están desocupadas y las trampas donadoras se encuentran algunas ionizadas y otras en estado neutro. Al polarizar la puerta con una tensión positiva (figura 2.17d), se comban las bandas hacia abajo, al igual que las trampas. Las trampas donadoras quedarán por debajo del nivel de Fermi por lo que tenderán a estar ocupadas y, por tanto, en estado neutro. Del mismo modo, habrá trampas aceptadoras que queden por debajo del nivel de Fermi y tiendan a estar ocupadas, quedando ionizadas negativamente. Aparece por tanto una densidad de carga negativa próxima a la interfase debida a las trampas superficiales. Por lo que, para un nMOS:

$$\left. \begin{array}{l} \Delta Q_{IT} < 0 \\ \Delta Q_{OT} > 0 \end{array} \right\} \Rightarrow \Delta Q_{SS} \geq 0 \text{ ó } \Delta Q_{SS} < 0$$

La carga negativa de la interfase atenúa el efecto de las cargas positivas creadas en transistor nMOS por la radiación, haciendo que se recupere la tensión umbral, según 2.41.

En la figura 2.18 se muestran resultados experimentales obtenidos por [FRE78][WIN83] que comparan el incremento de tensión umbral para un pMOS y un

nMOS, mostrando el efecto “rebote” o de recuperación de la tensión umbral para transistores de canal-n. Esta es la razón por la que generalmente se usan transistores pMOS en vez nMOS.



**Figura 2.18.** Variación de  $V_T$  en función de la dosis con  $V_{GB} = 0$  para transistores nMOS y pMOS.[FRE78].

### 2.2.2.2. Efectos sobre la transconductancia del canal

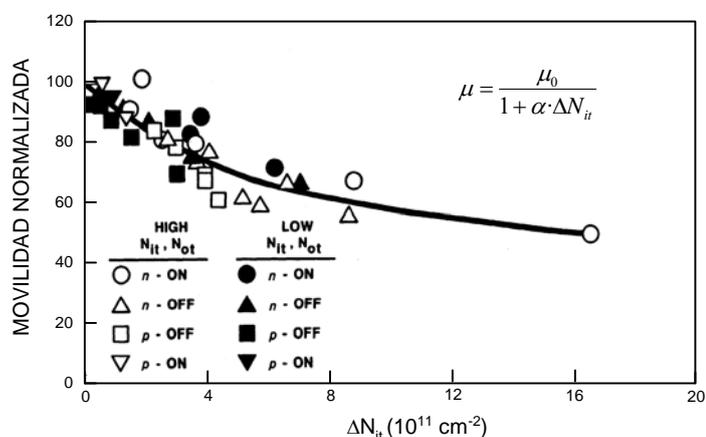
Las trampas creadas por la radiación en las proximidades de la interfase reducen la movilidad de los portadores en dicha área [BAN93], produciendo una variación en la  $\beta$  del transistor, que recordemos, se definió como:

$$\beta = \mu_p C_{ox} \frac{W}{L}. \quad (2.42)$$

La degradación de la movilidad de los portadores en el canal se debe principalmente a dos efectos simultáneos:

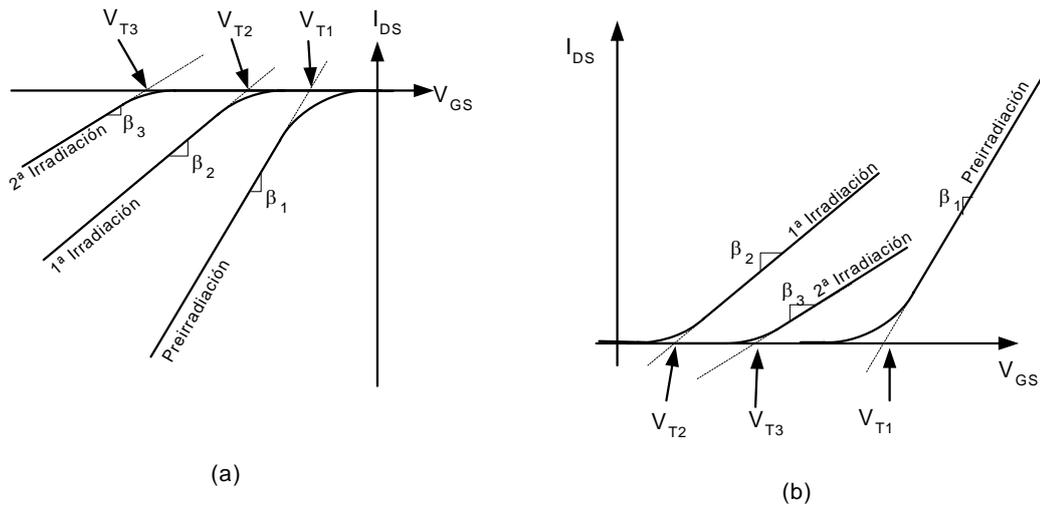
- La velocidad de recombinación de los portadores del canal aumenta al hacerlo la densidad superficial de trampas o estados permitidos para estos portadores.
- A su vez estas trampas al estar ocupadas y cargadas producen dispersión coulombiana.

Existe una relación entre la movilidad y la densidad superficial de trampas en la interfase,  $N_{IT}$ , como se puede apreciar en la figura 2.19.



**Figura 2.19.** Movilidad de los portadores del canal normalizada al valor de la movilidad antes de irradiar, frente a la densidad superficial de trampas en la interfase, según [SEX85].

Los efectos de la radiación sobre la tensión umbral y sobre transconductancia modifican la característica I-V del dispositivo, tanto para un transistor de canal p como para el de canal n. Véase la figura 2.20 y nótese cómo la pendiente de las distintas gráficas se va reduciendo en valor absoluto según va aumentando la dosis, lo que se debe al deterioro de la transconductancia del canal. La tensión umbral se va modificando de forma monótona para el pMOS, haciéndose cada vez más negativa según aumenta la dosis recibida. Para el nMOS, esta dependencia no es monótona como ya se ha indicado y, según se puede apreciar en la figura 2.20, la tensión umbral después de la segunda irradiación se encuentra entre los valores de preirradiación y de la primera irradiación. Para el nMOS la reducción de la transconductancia del canal sigue una dependencia monótona con la dosis recibida, pero no la tensión umbral.



**Figura 2.20.** Efecto de la radiación en las características I-V. (a) Transistor pMOS. (b) Transistor nMOS.

### 2.2.3. Respuesta acumulada frente a la dosis recibida

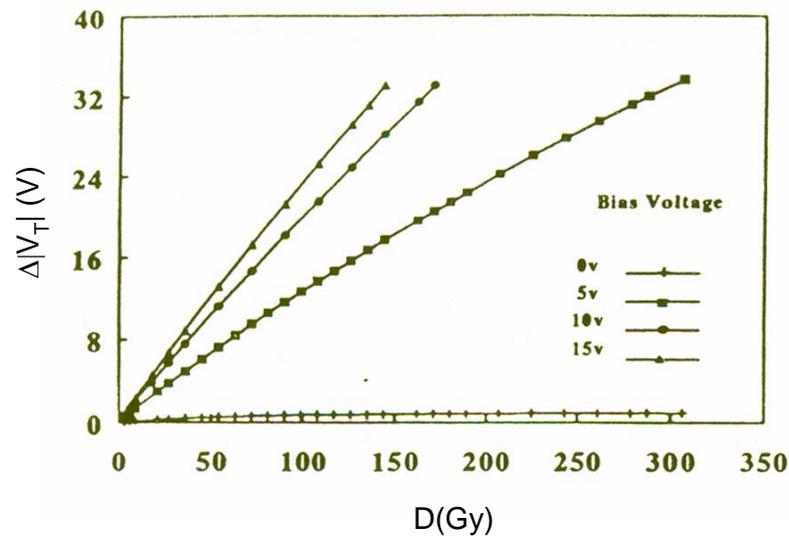
El incremento acumulado de tensión umbral es aproximadamente proporcional a la dosis total, como se mostrará en capítulos sucesivos. Con incremento acumulado nos referimos a la suma de los diferentes incrementos producidos en cada una de las irradiaciones.

$$\Delta|V_T| = \sum_i \Delta|V_{T,i}|. \tag{2.43}$$

Si definimos la dosis total absorbida por el transistor como la suma de la dosis de cada una de las irradiaciones:

$$D = \sum_i D_i, \tag{2.44}$$

y representamos el incremento total de tensión umbral frente a la dosis total, se obtiene una dependencia prácticamente lineal, que sólo comienza a perderse a dosis elevadas, como puede observarse en la figura 2.21.



**Figura 2.21.** Incremento acumulado del valor absoluto de la tensión umbral frente a la dosis recibida para diferentes polarizaciones de puerta[SOU94].

La pendiente de zona lineal depende de la tensión de polarización de la puerta, como se verá en el siguiente apartado. Se puede definir la sensibilidad a la radiación ionizante del transistor en la irradiación  $i$ -ésima como el cociente del incremento del valor absoluto de la tensión umbral,  $\Delta|V_{T,i}|$ , y la dosis recibida en dicha irradiación,  $D_i$ :

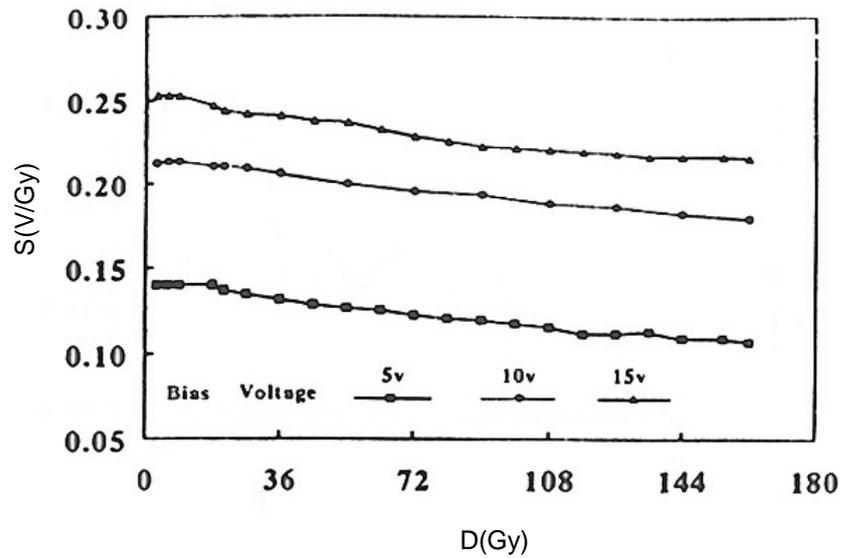
$$S_i = \frac{\Delta|V_{T,i}|}{D_i}. \quad (2.45)$$

Representando la sensibilidad de cada de cada irradiación frente a la dosis recibida se puede apreciar como se va reduciendo al aumentar la dosis, como se muestra en la figura 2.22

Existen numerosos datos empíricos recogidos en la literatura, que muestran pérdida de linealidad del incremento de tensión umbral a altas dosis [BOE86][SPU94][SAR98]. A pesar de esta pérdida de linealidad, el incremento de tensión umbral se utiliza comúnmente como parámetro dosimétrico.

Veamos a qué se debe esta pérdida de linealidad. A bajas dosis la densidad de carga en el óxido es prácticamente nula, por lo que el campo eléctrico en el SiO<sub>2</sub> es, aproximadamente, el debido a diferencia de potencial entre la puerta y el sustrato, ya esté creado por polarización externa o por la diferencia de funciones de trabajo entre el

material de puerta y el silicio del sustrato. En irradiaciones sucesivas va aumentando la densidad de carga en el óxido, que va apantallando el campo eléctrico inicial, reduciendo la fracción de pares que escapan a la recombinación, y reduciendo la sensibilidad del transistor.



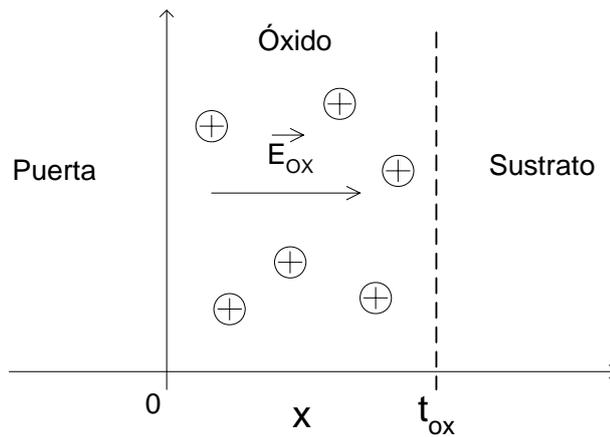
**Figura 2.22.** Sensibilidad de cada irradiación en función de la dosis acumulada por el transistor [SOU94].

Si se supone una densidad de carga espacial positiva uniforme en el óxido se puede demostrar<sup>3</sup>, que el campo eléctrico en el sustrato viene dado por:

$$E_{ox}(x) = \frac{V_{ox}}{t_{ox}} + \frac{\rho_{ox}}{\epsilon_{ox}} \left( x - \frac{t_{ox}}{2} \right), \quad (2.46)$$

donde  $\rho_{ox}$  es la densidad de carga promedio en el óxido creada por la radiación,  $V_{ox}$  es la caída de potencial en el óxido y  $x$  es la distancia del punto del óxido a considerar y el terminal de puerta. Para más detalle véase figura 2.23.

<sup>3</sup> Véase apéndice A.



**Figura 2.23.** Detalle de la estructura MOS con carga en el óxido.

Según la expresión (2.46), el campo eléctrico es mínimo en  $x=0$ . Si la densidad de carga aumenta, el campo eléctrico puede llegar a anularse en las inmediaciones de la interfase con la puerta. Esto ocurre si la densidad de carga promedio alcanza el valor de:

$$\rho_{ox}^{crítica} = \frac{2\varepsilon_{ox}V_{ox}}{t_{ox}^2} \quad (2.47)$$

Si  $\rho_{ox}$  es menor que la densidad de carga crítica, existe campo eléctrico en todo el óxido de puerta, por lo que no se incrementa la recombinación de forma significativa, como se muestra en la figura 2.24a. Al continuar las irradiaciones, la densidad de carga promedio en el óxido va aumentando, hasta alcanzar el valor de  $\rho_{ox}^{crítica}$ . Alcanzado este punto, véase figura 2.24b, se anula el campo en las inmediaciones de la interfase con la puerta, originando una zona de bajo campo. En esta zona se incrementa la recombinación de los nuevos pares creados por la radiación, y las cargas existentes de irradiaciones anteriores se van recombinando con electrones que transitan hacia la puerta del dispositivo. Si aumenta la carga fija en el óxido, la zona de bajo campo va ampliándose, reduciendo el volumen efectivo en el que los pares creados por la radiación pueden ser separados por el campo eléctrico, como se muestra en la figura 2.24c. A efectos prácticos esto es equivalente a tener un transistor MOSFET con menor espesor de óxido, lo que implica una menor sensibilidad, como se verá en el siguiente apartado.

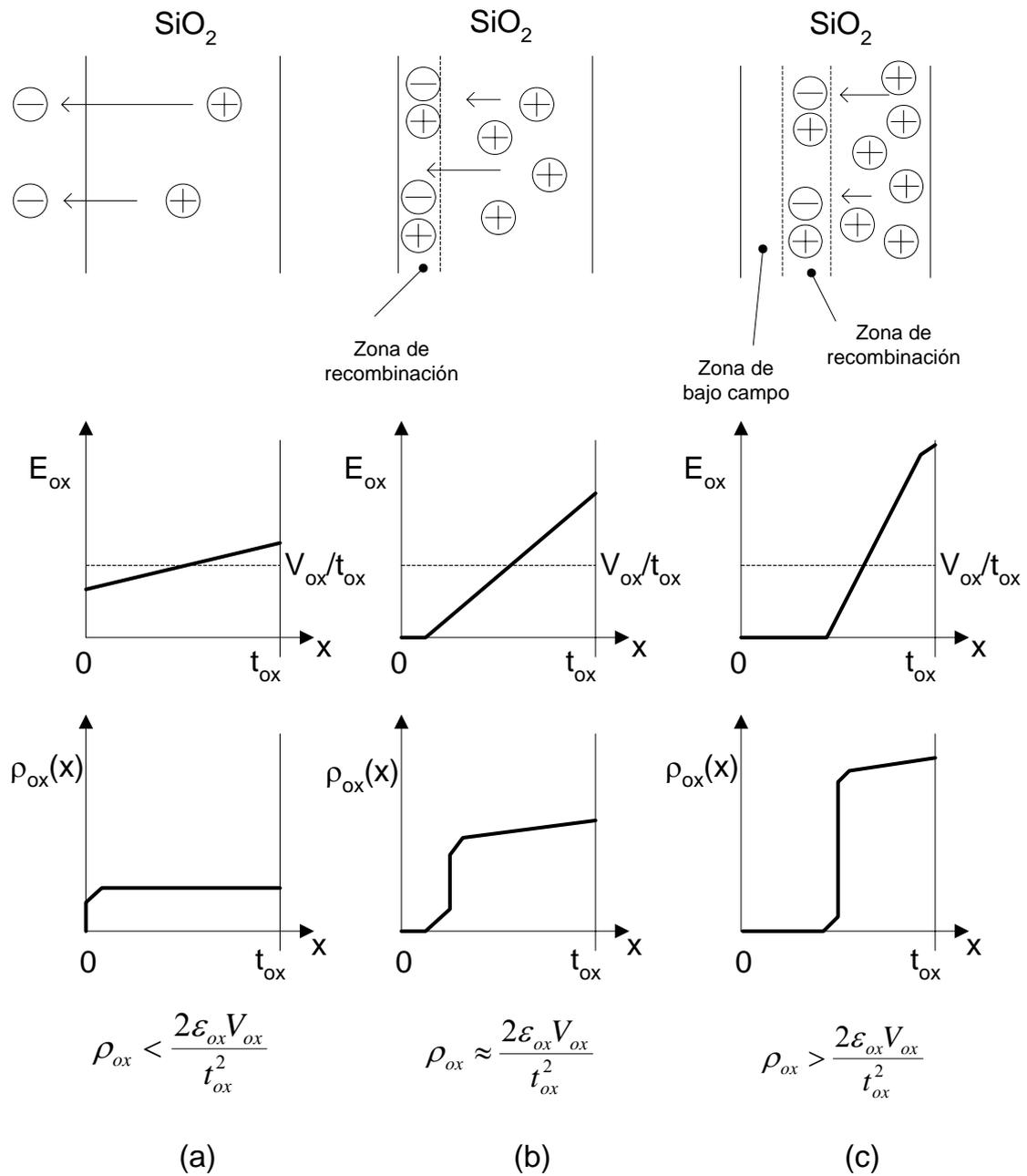
### 2.2.4. Factores que influyen en la sensibilidad del pMOS a la radiación

Para la detección de radiación interesa que la sensibilidad del pMOS sea la máxima posible. En este apartado se van a discutir los diferentes métodos y técnicas para incrementar la sensibilidad de un transistor MOSFET a la radiación.

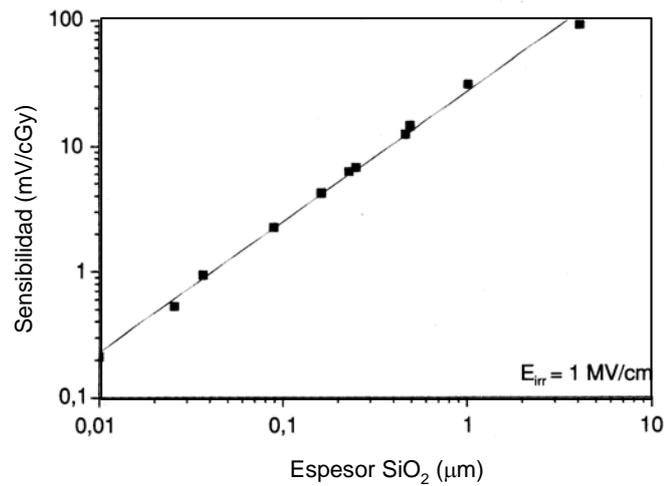
La fracción de pares que permanecen tras la recombinación aumenta de forma monótona con el campo eléctrico existente en el óxido, haciendo que el incremento de la tensión umbral sea mayor cuanto mayor es el campo en el óxido, según se vio en apartados anteriores. Se pueden obtener campos muy elevados en el óxido polarizando la puerta a una tensión positiva sobre el sustrato,  $V_{GB} > 0$ . Cuanto mayor sea la tensión puerta-sustrato, mayor será la sensibilidad del transistor, como puede verse en la figura 2.21 y 2.22.

El espesor del óxido también es determinante en la sensibilidad del MOSFET a la radiación. Cuanto mayor sea espacio recorrido por la radiación en el óxido, mayor será la cantidad de pares creados. Asumiendo una densidad de generación uniforme de pares en el óxido, se puede demostrar [OLD99] que el incremento de tensión umbral, inmediatamente después de cesar la irradiación, es proporcional al cuadrado del espesor del óxido. Sarrabayrouse y Siskos [SAR98], han encontrado una relación empírica entre la sensibilidad y el espesor del óxido. Los resultados obtenidos se resumen en la figura 2.25. De los huecos creados por la radiación en el óxido, únicamente contribuirán al incremento de la tensión umbral aquellos que escapen de la recombinación. Cuanto mayor sea el campo eléctrico en el  $\text{SiO}_2$ , mayor será la fracción de estos que escapan de la recombinación,  $f_y(E_{ox})$ . Según Sarrabayrouse y Siskos [SAR98], la sensibilidad será proporcional a  $f_y(E_{ox})$  y al espesor del óxido elevado a un exponente,  $n$ :

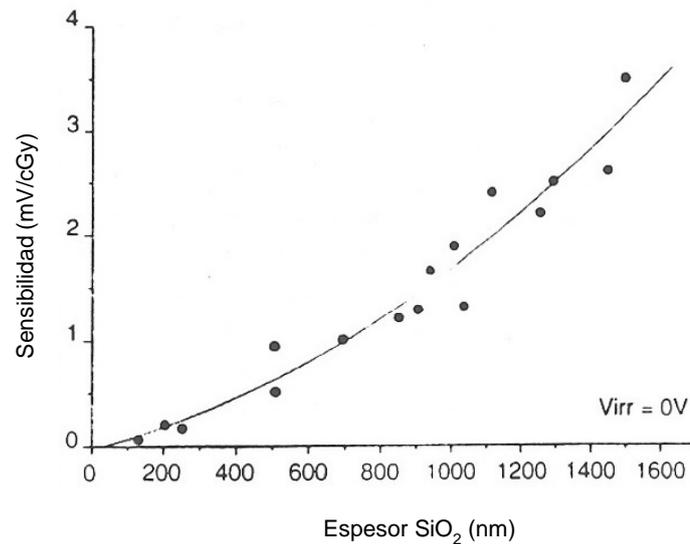
$$S = \frac{|\Delta V_t|}{\Delta D} \propto t_{ox}^n \cdot f_y(E_{ox}). \quad (2.48)$$



**Figura 2.24.** Evolución de las cargas y campo eléctrico al ser irradiado el SiO<sub>2</sub>. (a) El campo eléctrico creado por la zona de carga espacial es débil, por lo que no perturba al sistema. (b) El campo eléctrico se anula en la zona de interfase con la puerta y se crea una zona libre de carga. (c) La zona libre de carga se extiende por óxido de puerta.



(a)



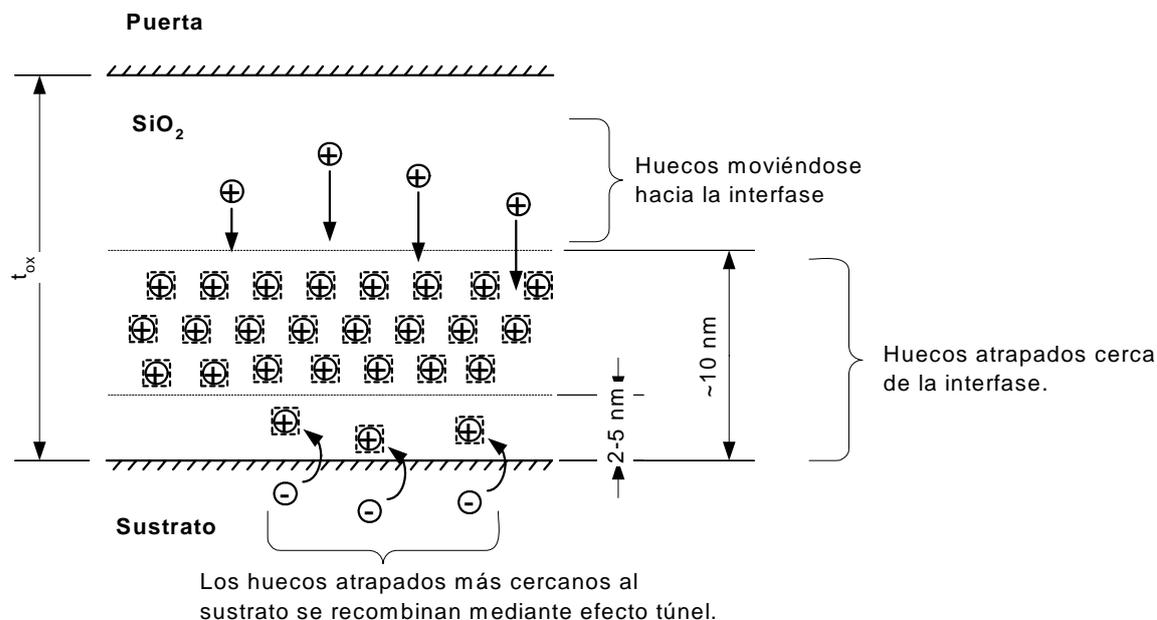
(b)

**Figura 2.25.** Influencia del espesor del óxido en la sensibilidad del MOSFET[SAR98].(a) En MOSFET polarizados con  $V_{GB} > 0$ . (b) Sin polarizar durante la irradiación.

De acuerdo con la expresión (2.48), los transistores fabricados especialmente para la detección de radiación, RADFETs, se caracterizan por un espesor de óxido elevado, superior a 500 nm, fabricado bajo ciertas condiciones que les confiere una alta sensibilidad a la radiación ionizante [MA89][KEL92][RIS96][SAR98]. Para incrementar sensibilidad de un RADFET se puede polarizar el transistor durante la irradiación con una tensión puerta-sustrato positiva.

### 2.2.5. Recuperación de la tensión umbral: *Fading*

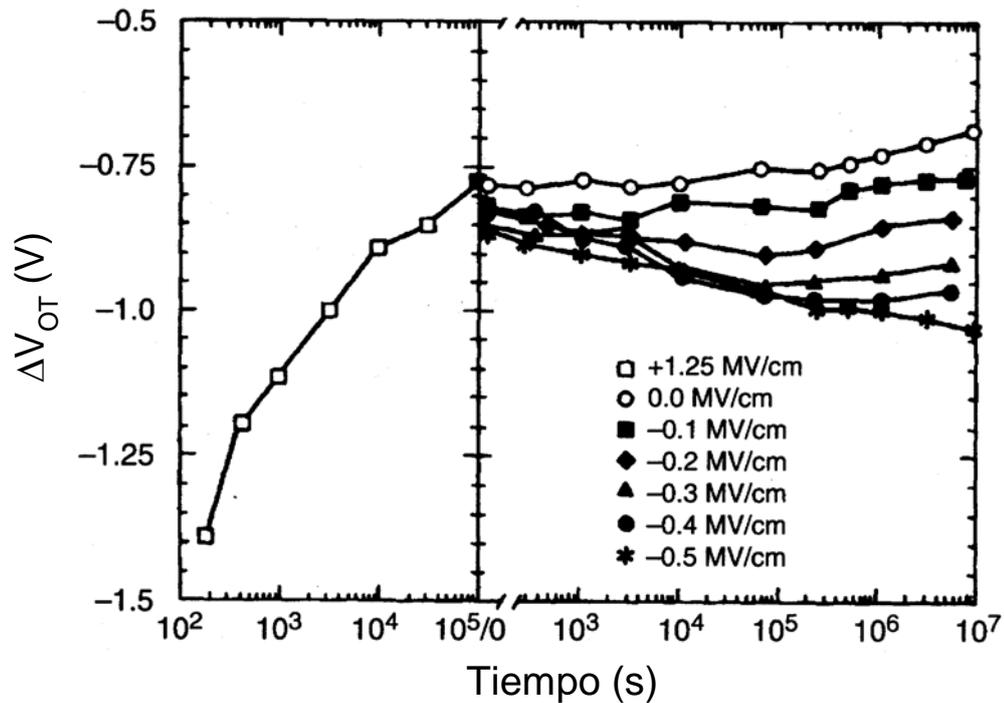
Después de ser irradiado el transistor, la tensión umbral va disminuyendo en valor absoluto, acercándose paulatinamente al valor previo a la irradiación. A esta recuperación se le conoce como *fading*.



**Figura 2.26.** Recombinación de huecos atrapados mediante efecto túnel.

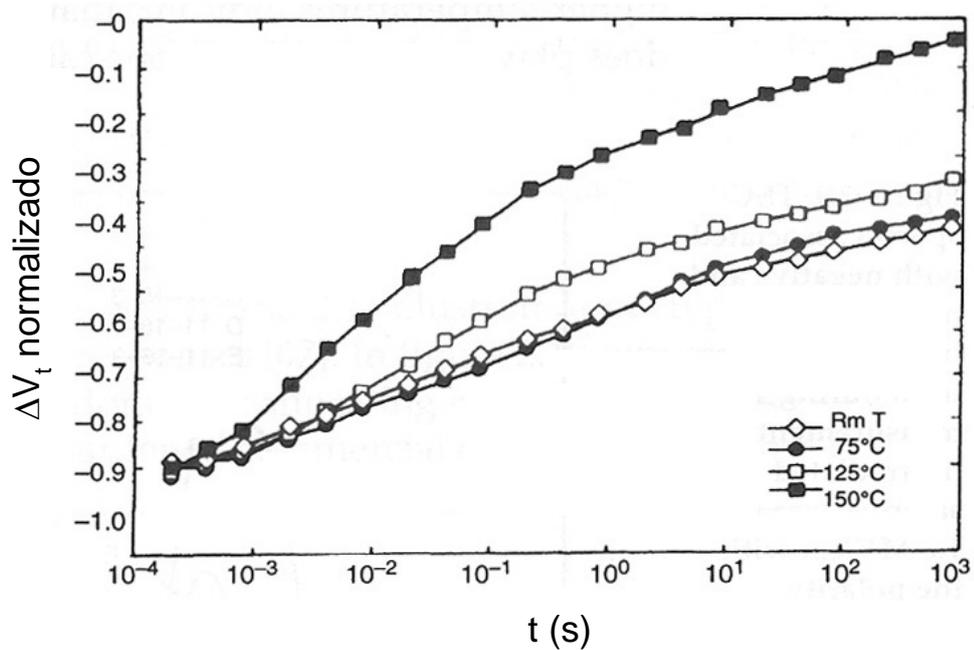
A temperatura ambiente, los electrones del sustrato pueden pasar mediante efecto túnel a las capas del óxido muy próximas a la interfase, del orden de 2 a 5 nm. Allí se recombinan con los huecos capturados, de modo que el incremento de tensión umbral producida por la radiación se va reduciendo. Esta recuperación por efecto túnel generalmente viene referenciada en la bibliografía como *tunnel annealing*. En general, variación de tensión umbral debida a la radiación, sufre una lenta recuperación y que es aproximadamente exponencial en el tiempo. La función temporal que rige la recuperación es consecuencia de la dependencia exponencial de la probabilidad de atravesar una barrera por efecto túnel con el grosor de la barrera de potencial, ya que conforme transcurre el tiempo, las trampas más próximas a la interfase se van recombinando haciendo que la distancia media trampa-interfase aumente. Esto provoca una eliminación de las cargas acumuladas en el óxido mediante un frente túnel que avanza a razón de 0.2 nm por década temporal [MA89].

Si se somete el dispositivo a una tensión de puerta positiva respecto al sustrato,  $V_{GB} > 0$ , la barrera de potencial existente para los electrones disminuye, a la vez que aumenta el número de electrones próximos a la interfase. Estos dos fenómenos causan un aumento de la velocidad del proceso de recuperación. A este proceso se le conoce como *bias annealing* o recuperación mediante polarización (Figura 2.27).



**Figura 2.27.** Recuperación del incremento de la tensión umbral frente al tiempo con diferentes campos en el óxido [OLD99].

En un dispositivo sometido a temperaturas elevadas (superiores a  $100^\circ\text{C}$ ) se acelerará el proceso de recuperación notablemente. Al aumentar la temperatura, la probabilidad de que un hueco escape de la trampa en la que se encuentra aumenta. El proceso es similar al que se somete un TLD para leer la dosis recibida. La recuperación de la tensión umbral mantiene una dependencia temporal de tipo exponencial, acelerándose la recuperación si aumenta la temperatura, como se muestra en la figura 2.28.



**Figura 2.28.** Recuperación del incremento de la tensión umbral normalizado frente al tiempo a diferentes temperaturas [OLD99]. Con RmT se denota a la temperatura ambiente media que ronda los 25°C.

Debido a los procesos anteriormente citados la recuperación de la tensión umbral del MOSFET ocurre aunque se almacene sin polarizar y sin ser sometido a temperaturas excesivas. Por lo tanto, para realizar medidas dosimétricas con transistores pMOS se debe dejar transcurrir cierto tiempo (en torno a uno o dos minutos) tras la irradiación para que la distribución de cargas en el óxido esté próxima a su situación estacionaria, sin dar tiempo a una recuperación apreciable de la tensión umbral.

## 2.3. Sistemas dosimétricos comerciales basados en MOSFETs

En los últimos años, los avances en dosimetría basada en MOSFETs han originado diversas patentes a partir de las cuales se han desarrollado diferentes sistemas dosimétricos [THO84][T&N87][KNO88][T&N91][GWY93][KRO95][KHA98][KIS99][TAR01][BLA03][RUS04][BLA05]. Entre los sistemas desarrollados, tres de ellos han sido comercializados por diferentes empresas del sector:

- Sistema de Thomson&Nielsen (Canadá)
- CSDS (*Clinical Semiconductor Dosimetry System*) de la Universidad de Wollongong (Australia)
- One-Dose<sup>TM</sup> de *Sicel Technologies Inc.* (USA)

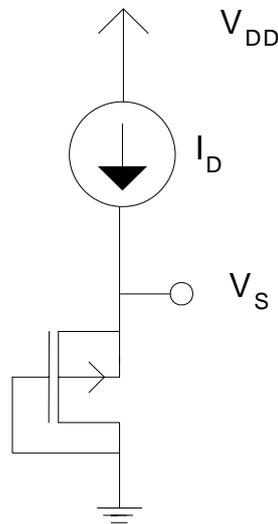
De los sistemas anteriores, los dos primeros necesitan una serie de conexiones físicas del sensor al instrumento de medida para polarizar el transistor durante la irradiación. Por el contrario, el último de ellos utiliza sensores que no necesitan de conexión alguna en el proceso de sensibilización. Aunque no se ha comercializado aún, existe un tipo de dosímetro basado en la reducción de la carga inyectada previamente en la puerta al combinarse con la carga creada por la radiación ionizante. Este tipo de dosímetros se denominan de puerta flotante, y son estudiados en diversos trabajos [TAR98][TAR01][TAR04]. Los diferentes sistemas dosimétricos comerciales, al igual que el de puerta flotante, se basan en transistores con un óxido de puerta de un espesor elevado, de 500 nm a 1  $\mu\text{m}$ .

A continuación, se va describir el funcionamiento de los sistemas dosimétricos más relevantes, así como los parámetros dosimétricos utilizados y principios de medida.

### 2.3.1. Medidas a corriente constante

Para simplificar la medida del incremento de tensión umbral, los diferentes sistemas comerciales que vamos a tratar, obtienen el incremento de la tensión umbral mediante algoritmos basados en medidas a corriente constante. Para ello, se fuerza al

transistor a operar en la región de saturación, cortocircuitando sus terminales de puerta y drenador. Por el transistor se hace circular una corriente constante de fuente a drenador, como se muestra en la figura 2.29.



**Figura 2.29.** Polarización de un transistor pMOS para la medida del incremento de tensión umbral a corriente constante.

Esta técnica de medida de los cambios en la tensión umbral es bien conocida y diversos trabajos tratan sobre ella [SAR98][JAK02], entre otros. El terminal de referencia puede ser el drenador del dispositivo, que en este caso está conectado a la masa del sistema, o bien, la fuente del mismo.

Recordemos que la intensidad que circula por un transistor pMOS, prescindiendo de los efectos de modulación de la longitud del canal venía dada por la expresión (2.14'b):

$$i_D = -\frac{\beta}{2} (|v_{GS}| - |V_t|)^2.$$

Si despreciamos los efectos sobre la transconductancia del canal y la consideramos constante, el cambio en la tensión de puerta-fuente deberá ser igual al incremento del valor absoluto de la tensión umbral del transistor, siempre que la intensidad se mantenga constante. Por lo tanto:

$$\Delta |v_{GS}| \approx \Delta |V_t|. \quad (2.49)$$

Si la puerta del dispositivo de conecta a masa:

$$\Delta V_s \approx \Delta |V_t|. \quad (2.50)$$

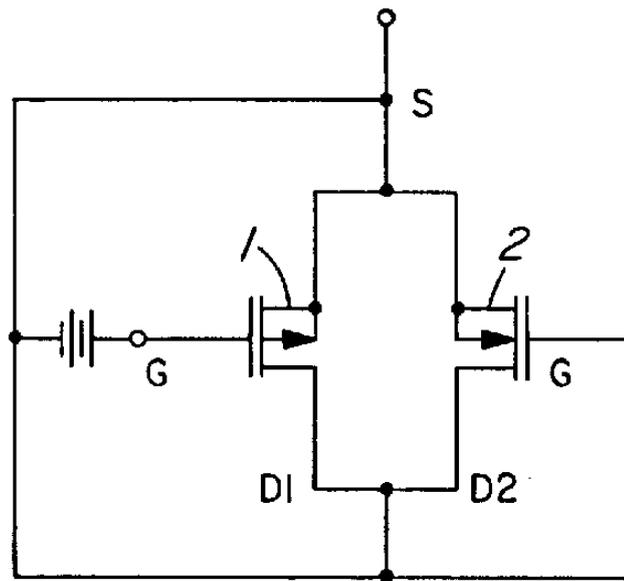
Para que la expresión (2.50) sea válida, se ha de cumplir que los cambios en la transconductancia del canal sean despreciables. Para evitar que la degradación de la transconductancia afecte a la medida dosimétrica, se puede restringir el rango de uso a dosis de uno pocos Gy, como en el sistema OneDose, o bien determinar la respuesta diferencial de dos transistores, como en el de Thomson&Nielsen.

### 2.3.2. Sistema dosimétrico de Thomson&Nielsen

Desde hace 20 años, la empresa canadiense Thomson&Nielsen viene trabajando en sistemas dosimétricos basados en MOSFETs tanto para aplicaciones médicas, como espaciales, medioambientales o militares. Esta empresa ha desarrollado un sistema dosimétrico basado en RADFETs, que en este apartado presentaremos.

Los sensores dosimétricos utilizados por este sistema están contruidos a base de transistores pMOS con un óxido de puerta de espesor elevado, igual o superior a 500nm [T&N91], que los hacen especialmente sensibles a la radiación. Sobre una misma oblea de silicio se construyen dos transistores RADFET con el mismo espesor de óxido, y tan próximos como sea posible para que resulten prácticamente idénticos.

Durante la irradiación, se polariza cada uno de los transistores con una tensión puerta-sustrato distinta como indica la figura 2.30. En ambos transistores la tensión puerta-sustrato será positiva,  $V_{GB1,2} \geq 0$ , para crear un campo eléctrico que lleve los huecos creados por la radiación del óxido a la interfase Si-SiO<sub>2</sub>. Como se ha visto en apartados anteriores, la sensibilidad del transistor aumenta al hacerlo a diferencia de potencial entre la puerta y el sustrato, por lo que aquel transistor en el que esta diferencia de potencial sea mayor será más sensible a la radiación.



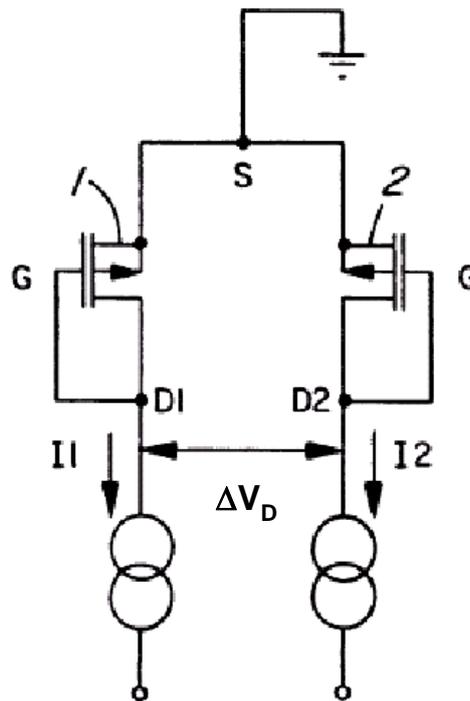
**Figura 2.30.** Esquema de polarización durante la irradiación de un sensor desarrollado por Thomson&Nielsen compuesto por dos RADFET, T1 y T2[T&N91].

Una posible configuración para la sensibilización del par de RAFETs se muestra en la figura 2.30. En ella puede verse cómo se han cortocircuitado todos los terminales de ambos transistores, salvo la puerta del transistor T1 que se polariza a un voltaje positivo. La sensibilidad del transistor T1 será superior a la sensibilidad del transistor T2, por lo que el incremento de tensión umbral de T1 será superior al de T2. Si  $S_1$  es la sensibilidad del transistor T1 y  $S_2$  la del transistor T2, podemos escribir:

$$\begin{aligned}\Delta V_{T,1} &= S_1 D \\ \Delta V_{T,2} &= S_2 D.\end{aligned}\tag{2.51}$$

Para medir el incremento de tensión umbral se alimentan ambos transistores con dos fuentes de corriente que absorben igual intensidad, como se muestra en la figura 2.31. Polarizados con una intensidad idéntica antes y después de irradiar, el incremento de la tensión de drenador será aproximadamente igual al incremento de la tensión umbral.

$$\begin{aligned}\Delta V_{D,1} &\approx \Delta V_{T,1} \\ \Delta V_{D,2} &\approx \Delta V_{T,2}\end{aligned}\tag{2.52}$$



**Figura 2.31.** Esquema del circuito de medida de dosis del sistema de Thomson&Nielsen [T&N91].

Ahora bien, como

$$\Delta V_D \equiv \Delta V_{D,1} - \Delta V_{D,2} \quad (2.53)$$

Si sustituimos (2.51) y (2.52) en (2.53) tenemos que:

$$\Delta V_D = (S_1 - S_2)D \quad (2.54)$$

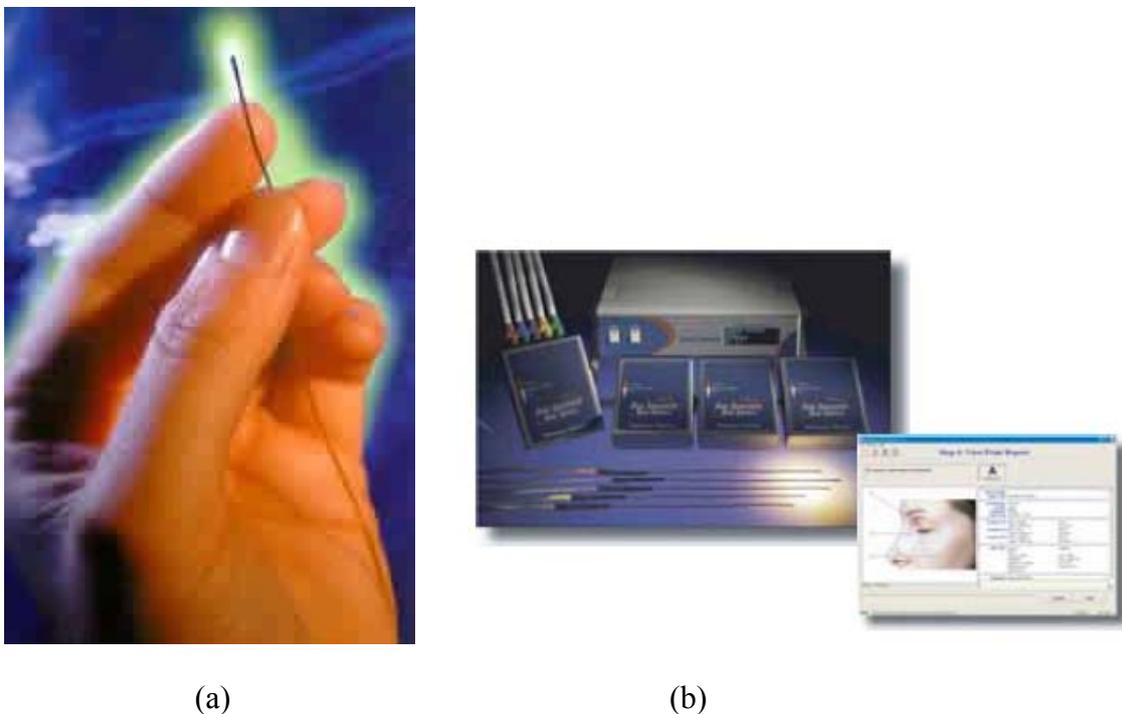
Por lo tanto, la diferencia entre las tensiones de drenador de ambos transistores es proporcional a la dosis absorbida. La constante de proporcionalidad es la diferencia de sensibilidades de los dos transistores, por lo que cuanto mayor sea la diferencia de los voltajes de puerta aplicados durante la irradiación mayor será la sensibilidad del sensor, definida como:

$$S = \frac{\Delta V_D}{D} \quad (2.55)$$

Este sistema dosimétrico realiza medidas de tensión diferenciales entre ambos transistores. Gracias a este modo de medida, el efecto de saturación de la sensibilidad de

un transistor se compensará con la saturación del otro RADFET, por lo que la disminución de sensibilidad del sensor completo aparecerá a dosis más altas que para un único transistor. Otra ventaja de las medidas diferenciales es que las variaciones térmicas afectan del mismo modo a la tensión de drenador de ambos transistores, por lo que se cancelan entre sí.

Gracias al nivel de integración de dispositivos en silicio, se puede construir el sensor descrito en la figura 2.30 de forma que su tamaño sea del orden de  $0.2 \times 0.2 \text{ mm}^2$ . Este área resulta insignificante para tratamientos de radioterapia.



**Figura 2.32.** a) Sensor dosimétrico de Thomson&Nielsen[ T&Nweb].b) Equipo externo de medida y software de usuario

Obviamente, es necesario realizar una calibración previa de cada sensor antes de su uso como dosímetro. Para ello se irradia mediante una dosis conocida y se establece la relación entre el aumento de diferencia de las tensiones de puerta. Según aconseja el fabricante [T&N04], el proceso de calibración se debe realizar por el usuario y en condiciones idénticas al uso posterior que se le vaya a dar al dosímetro. Por lo tanto, las

tensiones de polarización de puerta de cada uno de los transistores han de ser idénticas en la fase de calibración y en la fase de medida, así como el tipo de radiación ionizante y su energía. También aconseja el fabricante que la orientación espacial sea la misma, ya que el sensor no es totalmente isótropo, presentando una diferencia de respuesta de  $\pm 2\%$  para diferentes direcciones de incidencia.

Una vez calibrado, se puede proceder a la medición de la dosis recibida por un paciente. Para medir la dosis correctamente hemos de esperar al menos un minuto cesada la irradiación. Esto se debe a que la pareja de RADFETs presentan un decaimiento de la tensión una vez finalizada la irradiación, que no es más que el *fading* descrito en apartados anteriores.

Dependiendo del espesor del óxido, el fabricante oferta varios tipos de sensores que presentan diferente sensibilidad. Cada uno de estos modelos de sensores se puede polarizar con diferentes tensiones dependiendo de la resolución deseada para la medida. En la tabla siguiente se muestra la sensibilidad de dos tipos distintos de dosímetros para diferentes polarizaciones [T&N04].

Dosímetro	Polarización	Sensibilidad $^{60}\text{Co}$ (mV cGY <sup>-1</sup> )	Sensibilidad Rayos-X (mV/cGy)
TN502RD	Standar	1	3
	High	3	9
TN1002RD	Standar	3	10
	High	9	30

**Tabla 2.1.** Sensibilidad del modelo TN-502RD y del modelo de altas prestaciones TN-1002RD, según Thomson&Nielsen [T&N04].

Para un sensor dosimétrico del sistema de Thomson&Nielsen, se consigue la mayor sensibilidad cuando la diferencia de las tensiones puerta-sustrato de los dos transistores se encuentra en torno a 10 V, que es lo que se entiende como condiciones de polarización *high*.

La sensibilidad de estos dosímetros no depende de la tasa de la dosis recibida, por lo que son adecuados tanto para radiodiagnóstico como para radioterapia. La

dependencia de la sensibilidad con la energía de la radiación incidente es del orden del 2% al 3% .

En la tabla 2.2 se muestran, a modo de ejemplo, el tipo de sensor a usar para medir diferentes dosis.

<b>Dosímetro</b>	TN-1002RD	TN-502RD	TN-502RD
<b>Polarización</b>	High	High	Standard
<b>Dosis (cGy)</b>	1-20	20-100	>100

**Tabla 2.2.** Recomendaciones para las medidas de ciertas dosis según Thomson&Nielsen [T&N04].

Debido al fenómeno de saturación del sensor es aconsejable realizar una nueva calibración cada vez que la tensión usada como parámetro dosimétrico haya aumentado 7 V después de su última calibración.

El fabricante aconseja la sustitución del sensor cuando se dé alguna de las siguientes situaciones:

- La tensión de salida del sensor supera los 20 V.
- La caída de la tensión en los instantes posteriores a la irradiación resulta excesiva.

La dosis máxima acumulada dependerá de la sensibilidad del sensor, que depende de configuración de polarización adoptada en las diferentes irradiaciones y del espesor del óxido. Por ejemplo, el sensor TN-502RD con polarización estándar presenta una sensibilidad de 100 mV Gy<sup>-1</sup> según la tabla 2.1, por lo que la máxima dosis que podrá recibir será de unos 200 Gy.

El sensor también se deberá reemplazar cuando el *fading* en los primeros 15 minutos después de la irradiación supere el 3%. El fabricante aconseja cuantificar el *fading*, tomando una medida en el primer minuto después de cesar la irradiación y transcurridos quince minutos, y comparar los resultados obtenidos.

### 2.3.3. Sistema dosimétrico OneDose™

La empresa estadounidense Sixel Technologies Inc. ha desarrollado recientemente un sistema dosimétrico, llamado OneDose (figura 2.33). Se basa en un sensor constituido por un único RADFET. El sensor trabaja sin conexión alguna al instrumento de lectura, por lo que la metodología de medida es ligeramente diferente a la de Thomson&Nielsen.



**Figura 2.33.** Sistema dosimétrico OneDose™, constituido por el sensor y el lector de dosis[OnDweb].

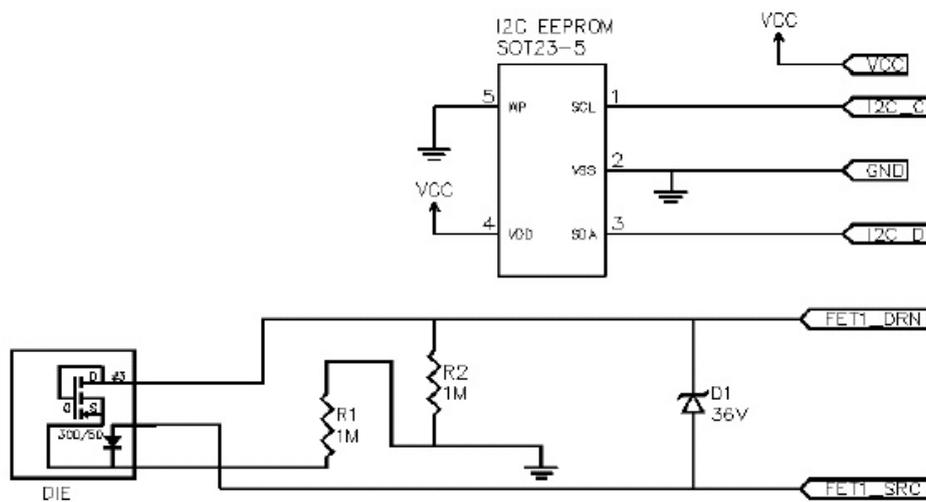
Para medir la dosis recibida por el paciente el sensor ha de ser conectado al lector antes y después de la irradiación. Se mide el incremento de la tensión umbral y se relaciona con la dosis absorbida por el RADFET, que es mostrada por pantalla. La principal ventaja que presenta este sistema es que no necesita conexión alguna durante la irradiación. El sensor se fija mediante un adhesivo a la piel del paciente, según se muestra en la figura 2.34.



**Figura 2.34.** Sensor del sistema OneDose™ colocado sobre una paciente [OnDweb].

El mayor inconveniente que presenta es que la dosis máxima que puede recibir es de 5 Gy, según el fabricante.

El sensor está constituido por transistor MOSFET y una memoria no volátil de tipo EEPROM, que es grabada y borrada eléctricamente. El RADFET tiene un espesor de óxido de unos 400 nm y una puerta de  $300 \times 50 \mu\text{m}^2$ . La memoria se utiliza para almacenar los parámetros del calibrado y de polarización óptimos para cada sensor, así como los factores de corrección según la energía de la radiación incidente, compensación en temperatura, *fading*, etc.



**Figura 2.35.** Diagrama de bloques de sensor del sistema OneDose [HAL05].

El diodo D1 protege al RADFET de posibles descargas electrostáticas, y las resistencias R1 y R2 llevan los terminales de fuente y drenador a tierra durante la irradiación. La comunicación de la EEPROM con el módulo central se realiza mediante el protocolo I<sup>2</sup>C. Como puede verse en la figura 2.35, los terminales de puerta y drenador del RADFET se mantienen cortocircuitados, por lo el transistor se encuentra en la región de saturación.

Creemos que el método de medida es similar al que utiliza el sistema de Thomson&Nielsen, pero con un único RADFET. Se alimenta el transistor a una intensidad constante, que se encuentra en la zona ZTC. El valor de esta corriente es característico de cada sensor y se encuentra almacenado en la memoria. Antes de irradiar el sensor se conecta al lector. Éste rescata este valor de intensidad de la memoria del propio sensor y polariza el transistor a dicha corriente. Se mide la tensión

de drenador y de fuente del transistor y se almacena en la memoria. Una vez irradiado, se repite el proceso y se calcula la diferencia entre los voltajes de drenador y fuente antes y después de irradiar. La diferencia de tensiones se relaciona con la dosis recibida mediante los coeficientes de calibrado característicos para el sensor en cuestión. Es necesario, por tanto, un calibrado individualizado de cada sensor, así como un estudio térmico. Este calibrado es realizado por el fabricante y proporciona al usuario cada sensor con sus coeficientes adecuados grabados en la memoria.

La sensibilidad de los transistores utilizados para la implementación del sensor está comprendida entre  $35\text{-}100\text{mV Gy}^{-1}$ , según [HAL05]. La dispersión en los valores de la sensibilidad hace necesaria una calibración individual de cada uno de los sensores.

Según el fabricante [OnD05] los errores cometidos en las medidas de dosis son los resumidos en la tabla 2.3:

<b>Dosis (cGy)</b>	<b>Error</b>
1-20	1cGy
20-500	$\pm 5\% (2\sigma)$

**Tabla 2.3.** Errores en la determinación de la dosis para el sistema dosimétrico OneDose™ [Ond05].

La temperatura de funcionamiento se encuentra entre  $20\text{-}40^\circ$ , donde la variación térmica de la tensión de drenador-fuente es despreciable. La incertidumbre dada por el fabricante se encuentra dentro de los márgenes aceptables en radioterapia, donde se toleran errores de hasta el 5%.

La principal limitación que presentan es la baja dosis máxima que pueden absorber. La dosis está limitada a 5 Gy, y teniendo en cuenta que en radioterapia son típicas dosis de 2-4 Gy, cada sensor puede sólo utilizarse en una única sesión. Posiblemente existan diferentes razones por las que la dosis está limitada a 5 Gy. Debido a que no nos ha sido posible acceder a dicha información, a continuación se enumeran algunos de esos posibles motivos:

- El efecto de saturación de la sensibilidad puede provocar que únicamente se pueda asegurar una respuesta lineal dentro de los 5 Gy prescritos por el fabricante.

- La memoria EEPROM que contiene los parámetros característicos de cada RADFET sufre daños irreparables al someterla a dosis superiores.
- Rentabilidad: Cada sensor tiene un coste aproximado de 30 €, por lo que resultan ser consumibles de coste no demasiado bajo.

El fabricante se asegura que cada sensor se usa una sola vez. Para ello, inutiliza el sensor una vez que se ha leído la tensión después de la irradiación. Posiblemente, el lector altere el valor de algún registro interno de la memoria que inhabilita la lectura necesaria para una irradiación posterior.

Se ha de tener en cuenta que para evitar que la medida se vea afectada por el *fading* a corto plazo, se ha de esperar del orden de 10 minutos antes de realizar la lectura tras el cese de la irradiación.

El sistema dosimétrico OneDose<sup>TM</sup> tiene un coste aproximado, según una oferta realizada a esta Universidad el 17 de Mayo de 2006, de:

Concepto	Precio (€)
Unidad lectora	813.75
Software	633.70
32 Sensores para dosis en piel/electrones	684.50
32 Sensores para dosis en profundidad para fotones	658.35

**Tabla 2.4.** Coste de los diferentes componentes del sistema dosimétrico OneDose<sup>TM</sup>, I.V.A. no incluido.

### 2.3.4. Comparativa entre el sistema de Thomson-Nielsen y OneDose<sup>TM</sup>

Los dos sistemas dosimétricos descritos en los apartados anteriores tienen características técnicas muy dispares. El sistema OneDose<sup>TM</sup> únicamente es apto para su uso en radioterapia, ya que el error es al menos de 1 cGy, mientras que el de Thomson&Nielsen es apto tanto para radioterapia como radiodiagnóstico, por su mayor sensibilidad. El sistema OneDose<sup>TM</sup> resulta mucho más cómodo gracias a que no necesita de conexión alguna, aunque su uso está limitado a una única irradiación por

sensor, y nunca superior a 5 Gy. El de Thomson&Nielsen puede soportar dosis mucho mayores recibidas en diferentes sesiones.

Según [FRA96] la reproducibilidad de las medidas con el sistema dosimétrico de Thomson&Nielsen es superior a la presentada por los TLD, pero inferior a la que se puede obtener con detectores de semiconductor. La dependencia de la respuesta con la temperatura, tasa de dosis y dependencia con la energía de la radiación incidente supera a la de los detectores de semiconductor e iguala a la de los TLDs. Sin embargo, la sensibilidad resulta inferior a la de estos sistemas de media.

Según Best et al. [BES05], el sistema dosimétrico One Dose<sup>TM</sup>, presenta características muy adecuadas para la dosimetría in-vivo. Estos autores comprueban que el sistema cumple las especificaciones dadas por el fabricante.

Los dos sistemas comerciales basados en MOSFET presentados son muy adecuados para la irradiación in-vivo en radioterapia, gracias al reducido tamaño que presentan los sensores y a que cumplen las especificaciones necesarias. El principal inconveniente que presentan es su elevado coste, lo que se debe, entre otras razones, al proceso de fabricación específico necesario para conferirles a los transistores suficiente sensibilidad a la radiación.

Creemos que sería muy útil un sistema que agrupase las ventajas de estos sistemas, es decir, que permitiese irradiar sin conexiones y fuese reutilizable.



---

# Capítulo 3: Caracterización de un MOSFET comercial como sensor dosimétrico

---

## 3.1. Introducción

Los sistemas dosimétricos comerciales basados en MOSFETs usan transistores diseñados específicamente para la detección de radiación, los RADFETs. Para que un transistor posea una sensibilidad elevada debe tener un óxido lo suficientemente grueso y fabricado especialmente para tal fin [MA89][KEL92][RIS96][SAR98]. Según algunos autores [VET96] los transistores comerciales, que no sean RADFETs, no son lo suficientemente sensibles como para realizar medidas dosimétricas. Sin embargo, es evidente que un sistema dosimétrico de medida, basado en sensores MOSFETs comerciales no fabricados especialmente para la detección de radiación, resultaría con un coste sensiblemente inferior a los sistemas que utilizan RADFETs.

En este apartado se va a describir la caracterización de un transistor pMOS comercial no diseñado específicamente para la detección de radiación ionizante. En primer lugar se procederá a la elección del transistor entre los disponibles en el mercado y, a continuación, se evaluará su respuesta a la radiación ionizante.

## 3.2. Elección del transistor pMOS

Se ha de elegir un transistor pMOS, entre los disponibles en el mercado, que posea las características necesarias para que, a priori, doten al transistor de la mayor sensibilidad posible a la radiación. La sensibilidad depende, como se ha expuesto en el capítulo anterior, del espesor del óxido entre otros factores.

Deberemos elegir un transistor cuyo espesor de óxido sea elevado. Sin embargo, en las especificaciones técnicas de un transistor proporcionadas por el fabricante rara vez encontraremos parámetros tecnológicos como son espesores y dopados. Un parámetro que nos puede indicar el espesor de óxido es la máxima tensión puerta-sustrato que puede soportar el dispositivo antes de ruptura, ya que transistores con óxidos más gruesos soportarán mayor tensión.

Además de espesor de óxido elevado nos interesa que la superficie de puerta sea lo más extensa posible. En primer lugar, cuanto mayor sea la puerta, mayor será el volumen de óxido en el que se crearán pares, por lo que será mayor la sensibilidad del transistor. Por otro lado, si aproximamos el área del canal situada debajo del terminal de puerta, por el área de dicho terminal:

$$S_{puerta-canal} \approx W \cdot L, \quad (3.1)$$

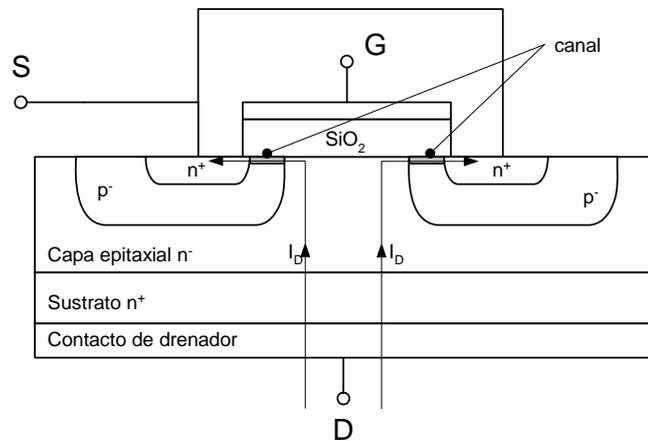
la expresión (2.38) se puede escribir como

$$S_{v,f} \propto \frac{1}{S_{puerta-canal}}, \quad (3.2)$$

por lo que la densidad espectral de ruido *flicker* es menor cuanto mayor es el área del terminal de puerta.

Otro aspecto a considerar es la estructura interna del transistor MOSFET. El transistor descrito hasta el momento es un MOSFET lateral, que se caracteriza por tener el drenador y la fuente a ambos extremos de la puerta, formándose todo el canal bajo la superficie y paralelo a ella. La mayoría de los transistores disponibles en el mercado presentan una estructura muy diferente, denominada DMOS. En la figura 3.1, se muestra un transistor DMOS típico, en la que se puede observar cómo aparece un diodo

parásito entre la fuente y el drenador del dispositivo, y cómo se elimina el terminal de sustrato, reduciéndose a un dispositivo de tres terminales.



**Figura 3.1.** Estructura básica de un DMOS de canal n.

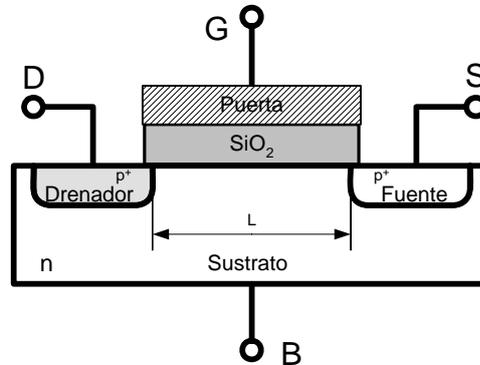
En un DMOS, el canal transcurre por debajo de una fracción del terminal de puerta. Esto implica que únicamente las cargas en el óxido que se sitúan por encima del canal afectarán a la tensión umbral, lo que causa una reducción del volumen de óxido en el que las cargas depositadas afectarán a nuestra característica I-V. Es de esperar por tanto, que un transistor DMOS sea menos sensible a la radiación que un MOSFET lateral con el mismo espesor de óxido.

En general, la densidad espectral de ruido *flicker* para un DMOS será más elevada que para un transistor pMOS lateral con un terminal de puerta de idénticas dimensiones. Esto se debe, de nuevo, a que el área de canal situada debajo del electrodo de puerta es menor que en un DMOS.

Según lo discutido en este apartado, un DMOS además de ser menos sensible a la radiación presenta una mayor densidad de potencia espectral a bajas frecuencias, por lo que nuestro candidato a sensor dosimétrico deberá ser un transistor lateral, cuya estructura típica se muestra en la figura 3.2.

Otro aspecto a tener en cuenta es el encapsulado del dispositivo. Es deseable que la radiación que llegue al transistor lo haga en condiciones de equilibrio electrónico. En este trabajo se va a caracterizar el dispositivo, principalmente, con una fuente de telecobaltoterapia, que emite fotones de energía media igual a 1.25 MeV. Para esta energía el espesor necesario para alcanzar el equilibrio electrónico es aproximadamente

[KNO00] de  $0.56 \text{ g/cm}^2$ . Sería deseable que el espesor de la carcasa que envuelve el dispositivo, sea tal que, dividido por su densidad, se aproxime lo más posible a este valor.



**Figura 3.2.** Estructura de un MOS lateral de canal p.

Resumiendo, podemos decir que nos interesa un transistor MOSFET de las siguientes características:

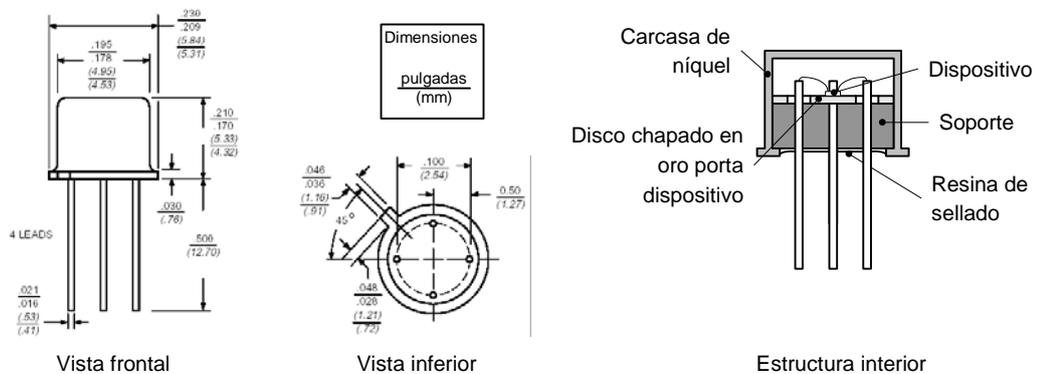
- MOSFET de canal p, sin ningún otro dispositivo parásito integrado.
- Espesor de óxido elevado, lo que implica máxima tensión puerta-sustrato elevada.
- Terminal de puerta con la mayor superficie posible.
- MOSFET lateral, no DMOS.
- Encapsulado que proporcione equilibrio electrónico.

De entre los dispositivos comerciales se eligió el transistor pMOS modelo 3N163 de VISHAY SILICONIX. Las características eléctricas proporcionadas por el fabricante se reflejan en la tabla 3.1 [3N163].

El encapsulado es del tipo TO-72, fabricado de níquel. La parte trasera está sellada con una resina de modo que la carcasa resulta totalmente estanca. En la figura 3.3 se muestra un esquema del encapsulado del transistor.

Parámetro	Símbolo	Condiciones de prueba	Min	Tip	Max	Unidades
Tensión umbral	$V_T$	$I_D=-10 \text{ mA}$ , $V_{DG}=0 \text{ V}$	2	2.5	5	V
Corriente puerta-sustrato	$I_{GSS}$	$V_{GS}=-40 \text{ V}$ , $V_{DS}=0 \text{ V}$		-1	10	pA
Corriente de drenador a tensión de puerta cero	$I_{DSS}$	$V_{DS}=-15 \text{ V}$ , $V_{GS}=0 \text{ V}$		8	200	pA
Corriente de fuente a tensión de puerta cero	$I_{SDS}$	$V_{GD}=V_{BD}=0 \text{ V}$ , $V_{SD}=-20 \text{ V}$		10	400	pA
Tensión de ruptura de puerta	$V_{GB \text{ MAX}}$	No especificado		125		V

**Tabla 3.1.** Características eléctricas del transistor 3N163. Se denota con Min, Tip y Max a los valores mínimos, típicos y máximos, respectivamente. El signo “-” indica el sentido de las corrientes y de las diferencias de potencial indicadas.



**Figura 3.3.** Esquema del transistor 3N163 [3N163].

El espesor medio de la carcasa de níquel es de 0.25 mm, y la altura de la pared lateral cilíndrica era de 4.5 mm. Aproximadamente a media altura, se encuentra un soporte de níquel circular de igual espesor a la carcasa exterior y que sirve de apoyo al transistor. Esta meseta circular tiene su superficie superior chapada en oro para el contacto del sustrato. Sobre este chapado descansa el dado de silicio que constituye el MOSFET. La altura de este dado no supera los 0.1mm y su anchura oscila entre 0.3-

0.4mm. De este volumen de silicio parten tres hilos que constituyen los contactos de puerta, drenador y fuente.

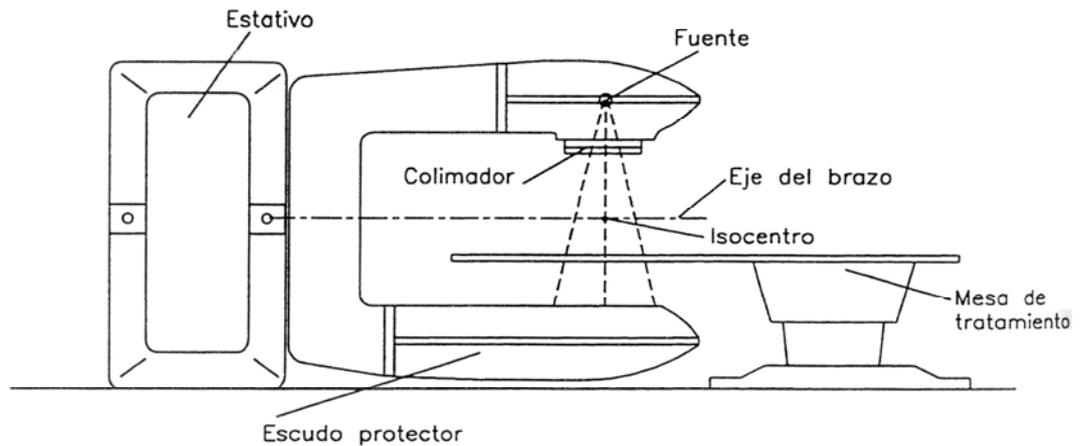
Teniendo en cuenta que la densidad del níquel es de  $8.90 \text{ g/cm}^3$ , el espesor másico del encapsulado será de  $0.22 \text{ mm}$ , que es insuficiente para alcanzar el equilibrio electrónico. Sin embargo, como se mostrará más adelante, la dosis depositada a esta profundidad es el 99.4% de la dosis depositada en el espesor de equilibrio electrónico. Por lo tanto, continuaremos con este transistor como candidato a sensor dosimétrico.

### **3.3. Metodología y montaje experimental**

En primer lugar se describirá el proceso y el material utilizado para la irradiación de los transistores. Una vez hecho esto, se expondrá cómo se obtuvieron las diferentes características I-V.

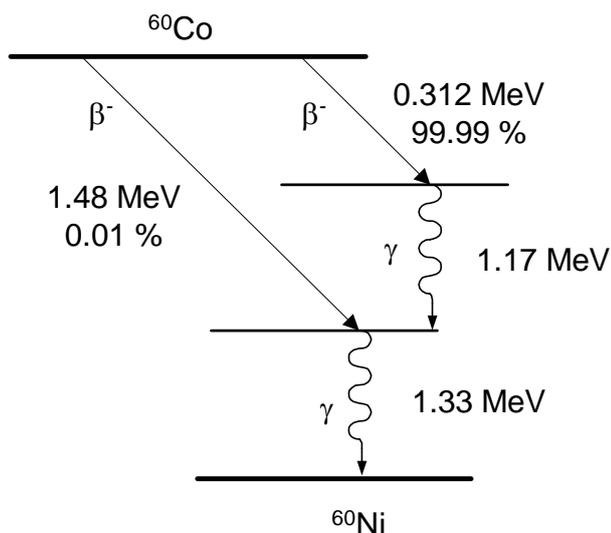
#### **3.3.1. Fuente de radiación**

La fuente de radiación ionizante que se usó para el proceso de caracterización fue la unidad de cobaltoterapia del tipo THERATRON-780 en el Hospital Universitario San Cecilio de Granada, que proporciona los rayos gamma necesarios para la teleterapia a partir del  $^{60}\text{Co}$ . El isocentro de esta fuente se encuentra a 80 cm de la cabeza donde se sitúa el isótopo radiactivo. El THERATRON-780 puede girar la orientación del cabezal  $\pm 180^\circ$ , con campos rectangulares de radiación, teniendo como máximo un campo de  $30 \times 30 \text{ cm}^2$ .



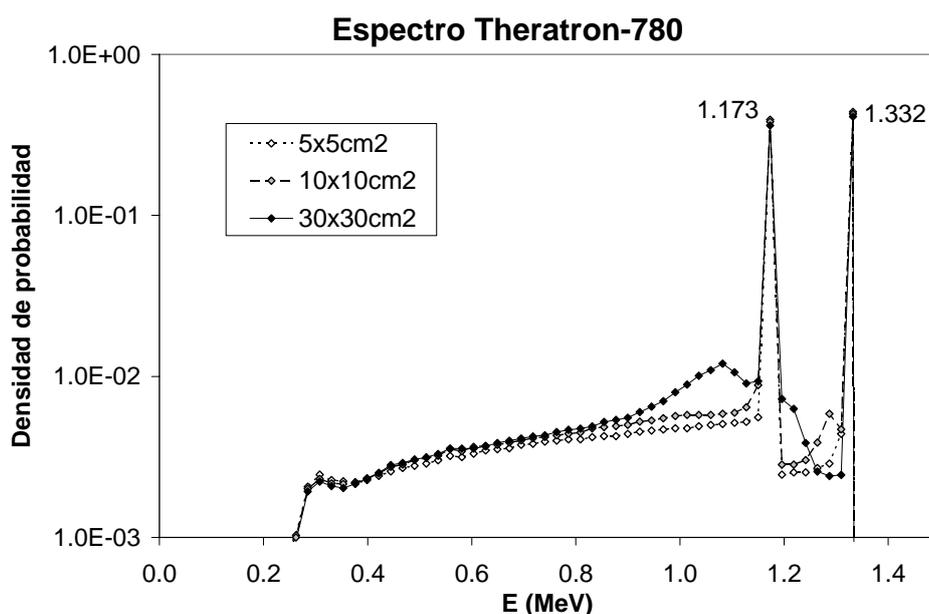
**Figura 3.4.** Esquema de un equipo de teleradioterapia similar al utilizado [ORT96a].

El  $^{60}\text{Co}$  se desintegra  $\beta^-$  dando lugar  $^{60}\text{Ni}$  en ciertos estados nucleares excitados, como se muestra en el diagrama de desintegración representado en la figura 3.5. Como vemos, con una probabilidad muy elevada, del 99.99%, el  $^{60}\text{Co}$  puebla tras la desintegración el estado excitado del  $^{60}\text{Ni}$  de energía 2.50 MeV sobre el estado fundamental. Para alcanzar el estado fundamental, se emiten, sucesivamente, dos fotones de 1.17 MeV y 1.33 MeV. Existe una probabilidad muy baja, del 0.01%, de que el  $^{60}\text{Co}$  pueble directamente el estado excitado del Ni de energía 1.33 MeV. En este suceso se emite una partícula  $\beta^-$  de mayor energía que en el caso de la desintegración en cascada. En la unidad de cobaltoterapia únicamente se emiten fotones, ya que los electrones  $\beta^-$  son absorbidos por lo distintos elementos que constituyen la propia fuente y el cabezal. Para cálculos dosimétricos, se suelen considerar fotones con una única energía ponderada, que es prácticamente la media aritmética, 1.25 MeV.



**Figura 3.5.** Diagrama de desintegración del  $^{60}\text{Co}$ .

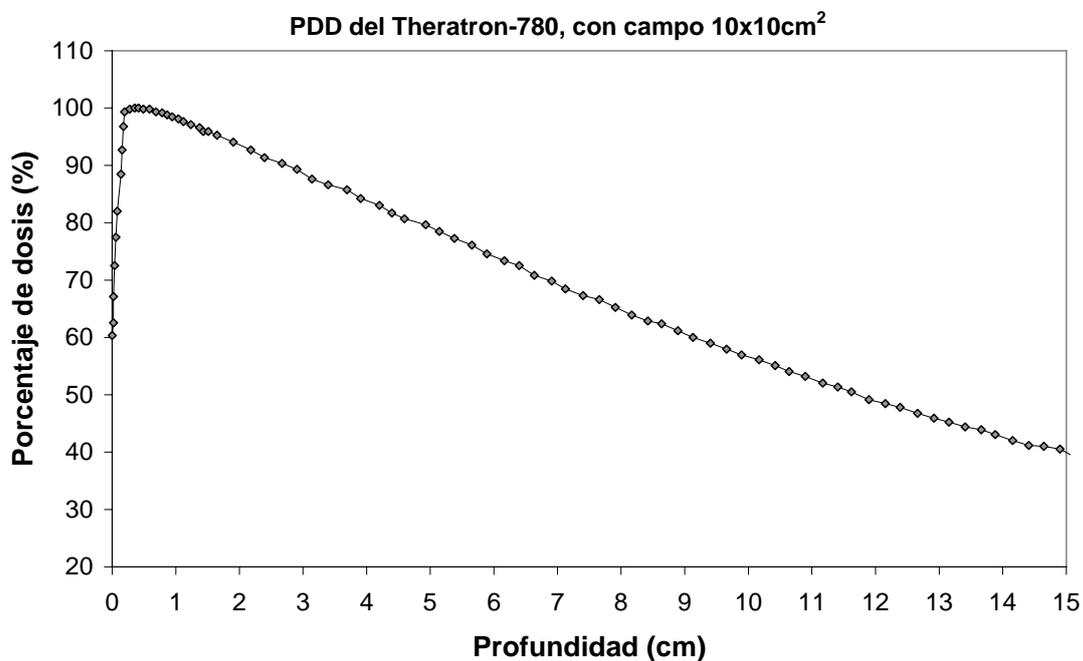
Sin embargo, el espectro emitido por el Theratron-780, difiere ligeramente del espectro del  $^{60}\text{Co}$ , debido a los filtros y colimadores usados para conseguir un campo de radiación uniforme. En la figura 3.6, se muestra el espectro del haz producido en el isocentro de este dispositivo con diferentes campos de irradiación, obtenidos por Teimouri-Sichani y Sohrabpour [TEI04] mediante simulación Monte Carlo. A mayores extensiones de campo de irradiación, mayor será la contribución a bajas energías, pues fotones que han sufrido una mayor deflexión angular, y una mayor pérdida de energía, alcanzan el isocentro de la fuente.



**Figura 3.6.** Espectros del Theratron-780 en el isocentro con diferentes campos [TEI04].

### 3.3.2. Calculo de dosis y consideraciones de equilibrio electrónico

El espesor másico equivalente para garantizar el equilibrio electrónico con fotones de 1.25 MeV es de  $0.56 \text{ g/cm}^2$ , según [KNO00]. El Theratron-780 emite fotones de menor energía que hacen que el máximo de dosis, y con él la condición de equilibrio electrónico, se alcancen a menor profundidad. Panettieri et al. [PAN07] obtuvieron la curva de rendimiento en profundidad, *Percentage Depth-Dose* (PDD), del Theratron-780 mediante simulación y experimentalmente. En la figura 3.7 se muestran los resultados experimentales obtenidos por dichos autores.



**Figura 3.7.** Curva de rendimiento en profundidad en agua, para el Theratron-780 en el isocentro (80cm) con un campo de irradiación de  $10 \times 10 \text{ cm}^2$  [PAN07].

Según [PAN07], el máximo de dosis, y con él el equilibrio electrónico, en el isocentro de la fuente se alcanza a una profundidad aproximada de 0.35 mm en agua, con un campo de  $10 \times 10 \text{ cm}^2$ . A la profundidad del espesor másico equivalente del encapsulado del transistor 3N163,  $0.223 \text{ g/cm}^2$ , la dosis es del orden del 99.5% según la PDD dada por Panettieri et al. [PAN07]. Por lo tanto, podemos decir que para el Theratron-780, con un campo menor al que vamos a usar en la caracterización, prácticamente se cumple la condición de equilibrio electrónico. Como se mostrará en capítulos sucesivos, cuanto mayor es el campo de irradiación, menor será la profundidad

necesaria para alcanzar el equilibrio electrónico. Por tanto, con el campo de  $30 \times 30 \text{ cm}^2$  estaremos aún más cerca de cumplir las condiciones de equilibrio electrónico con nuestro transistor.

Por otro lado, no es posible conocer los parámetros tecnológicos del dispositivo, como son el espesor de puerta y el material de la misma, o la profundidad del óxido de puerta en el dado de silicio. Se sobreestimó el espesor másico recorrido desde la fuente de  $^{60}\text{Co}$  al óxido de puerta, tomando  $0.5 \text{ g/cm}^2$ . El cálculo de las unidades de monitor necesarias para depositar en el  $\text{SiO}_2$  una cierta dosis se realizó considerando que el haz de radiación recorrería un espesor de 0.5 cm en agua. Sin embargo, el espesor másico real del encapsulado es de  $0.223 \text{ g/cm}^2$ . El error introducido en la dosis depositada en el  $\text{SiO}_2$ , resulta del orden del 0.3%, ya que el porcentaje de dosis a una profundidad de 0.5 cm en agua para un campo de  $10 \times 10 \text{ cm}^2$  es el 99.8% del valor máximo, que es muy aproximado del valor del 99.5% que se alcanza a una profundidad de 0.22 cm.

### **3.3.3. Montaje experimental para la obtención de las características I-V**

Para la obtención de las diferentes características I-V se usó el extractor de parámetros HP-4145B. Consta de cuatro SMU (*Source Monitor Unit*) o unidades de fuente y monitorización. Cada SMU se puede programar como fuente de intensidad y registrar la tensión a la que se encuentra este terminal, o bien como fuente de voltaje y medir la intensidad que circula por dicho terminal. Esta última configuración fue la usada para la extracción de las características I-V.

El extractor de parámetros era controlado por PC mediante un bus GPIB. El sistema de medida realizaba un barrido en tensiones y registraba la intensidad que circulaba por el transistor para cada voltaje.

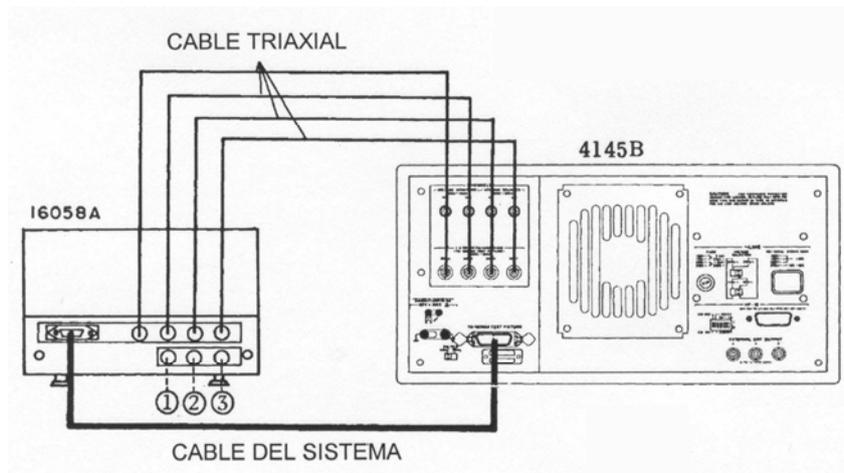
El error del extractor de parámetros depende del fondo de escala y del valor de la medida. Según las especificaciones proporcionadas por el fabricante [HP4145B] la incertidumbre de las medidas realizadas son las que se resumen en la tabla 2.3. Con  $V_0$  e  $I_0$  nos referiremos a las intensidades y tensiones registradas en cada caso, expresadas en V y A respectivamente. Si la temperatura de operación del extractor de parámetros no

está en el intervalo de  $(23 \pm 5)^\circ\text{C}$ , la incertidumbre se ha de multiplicar por un factor 2. La temperatura mínima de funcionamiento es de  $10^\circ\text{C}$  y la máxima de  $40^\circ\text{C}$ . Para medir la temperatura durante la extracción de las curvas I-V se usó el termómetro modelo NAW 880 EXL, de la casa OREGON SCIENTIFIC. La resolución era  $0.1^\circ\text{C}$ , y la incertidumbre,  $\pm 3\sigma = \pm 1^\circ\text{C}$ , para temperaturas comprendidas entre 0 y  $40^\circ\text{C}$ .

Rango	Resolución	Incertidumbre ( $\pm 3\sigma$ )
$\pm 20\text{ V}$	1 mV	$\pm (0.001 \cdot V_0 + 10\text{mV} + 0.4 \cdot I_0)$
$\pm 100\text{ mA}$	100 $\mu\text{A}$	$\pm (0.003 \cdot I_0 + 100\mu\text{A} + 2 \cdot 10^{-6} \cdot V_0)$
$\pm 10\text{ mA}$	10 $\mu\text{A}$	$\pm (0.003 \cdot I_0 + 10\mu\text{A} + 2 \cdot 10^{-7} \cdot V_0)$
$\pm 1\text{ mA}$	1 $\mu\text{A}$	$\pm (0.003 \cdot I_0 + 1\mu\text{A} + 2 \cdot 10^{-8} \cdot V_0)$
$\pm 100\text{ }\mu\text{A}$	100 nA	$\pm (0.003 \cdot I_0 + 100\text{nA} + 2 \cdot 10^{-9} \cdot V_0)$
$\pm 10\text{ }\mu\text{A}$	10 nA	$\pm (0.003 \cdot I_0 + 10\text{nA} + 2 \cdot 10^{-10} \cdot V_0)$
$\pm 1\text{ }\mu\text{A}$	1 nA	$\pm (0.003 \cdot I_0 + 1\text{nA} + 2 \cdot 10^{-11} \cdot V_0)$
$\pm 100\text{ nA}$	100 pA	$\pm (0.005 \cdot I_0 + 100\text{pA} + 2 \cdot 10^{-12} \cdot V_0)$
$\pm 10\text{ nA}$	10 pA	$\pm (0.001 \cdot I_0 + 10\text{pA} + 2 \cdot 10^{-13} \cdot V_0)$
$\pm 1\text{ nA}$	1 pA	$\pm (0.01 \cdot I_0 + 1\text{pA} + 2 \cdot 10^{-14} \cdot V_0)$

**Tabla 3.2.** Especificaciones técnicas del HP-4145B [HP4145B].

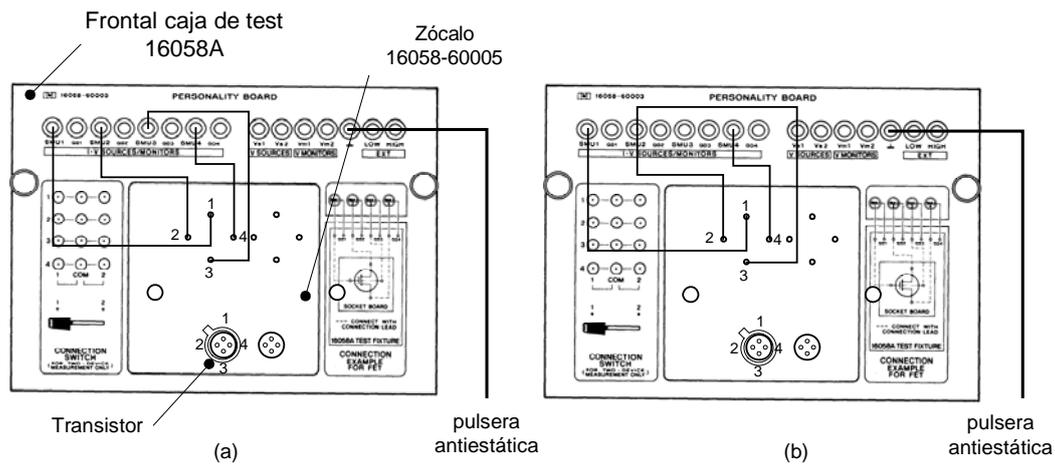
El transistor se alojaba en una caja de test 16058A, que consiste básicamente en una caja de Faraday que permite la conexión eléctrica entre el dispositivo a medir y el HP-4145B, como se muestran en las figuras 3.8 y 3.9. Dentro del 16058A se colocaba el MOSFET en un zócalo modelo 16058-60005 y, junto a él, la sonda del termómetro.



**Figura 3.8.** Esquema de las conexiones del HP-4145B y la caja de test 16058A [HP4145B].

El transistor 3N163 es un transistor lateral sin ninguna estructura adicional como puede ser un diodo de protección para descargas electrostáticas, por lo que cualquier inyección de carga puede alterar las características eléctricas del dispositivo. Como se verá a lo largo de este capítulo, inyecciones de carga accidentales debidas a la manipulación de los transistores producen incrementos no deseados de la tensión umbral. Para prevenir estas alteraciones indeseadas, se manipularon en todo momento con una pulsera antiestática que se conectaba a la tierra del edificio, para evitar así estar cargados eléctricamente al ponernos en contacto con los MOSFET. Además de la pulsera antiestática, se usaron unas pinzas aislantes para manipular los transistores. Durante la irradiación y los períodos en los que permanecían almacenados, todos los terminales de los transistores permanecían cortocircuitados para evitar que cualquier inyección de carga alterase nuestro dispositivo. A pesar de todas las precauciones, algunos de los transistores resultaron dañados en el proceso de caracterización.

Se extrajo la característica I-V de cada transistor tanto en saturación como en la región de triodo. Para la extracción de las curvas en régimen lineal, se programaron las SMU1 (fuente) y la SMU4 (sustrato) a 0 V. En el terminal SMU2 se conectó el drenador, y se mantuvo la tensión a  $-0.1\text{ V}$ , de modo que  $V_{DS} = -0.1\text{ V}$ . El terminal de puerta se conectó a SMU3, y la tensión se hacía variar de 0 V a  $-10\text{ V}$ , con pasos de 0.01 V. Se monitorizó y se transmitió al PC la tensión de puerta,  $V_G$ , y la intensidad de drenador,  $I_D$ . En la figura 3.9 se muestra un esquema de las conexiones de los diferentes terminales del transistor para la extracción de las características I-V, tanto en régimen lineal como en saturación.



**Figura 3.9.** Frontal de la caja de test con el zócalo 60005 y colocación del transistor.  
 (a) Conexionado para la extracción zonal lineal. (b) Conexionado para saturación.

Para la extracción de la característica I-V en saturación se mantuvieron cortocircuitados los terminales de fuente (SMU1) y sustrato (SMU4) a un voltaje de 0 V. Los terminales de drenador (SMU2) y puerta se mantenían cortocircuitados y su tensión se hacía variar de 0 V a -7 V, con pasos de 0.01 V. En este caso se monitorizó y se transmitió al ordenador la tensión de drenador  $V_D$  y la intensidad  $I_D$ . En la tabla 3.3 se resumen las condiciones de polarización y los intervalos de tensión en los que se han extraído las características I-V, tanto en triodo como en saturación.

	SMU	TERMINAL	MODO	VALOR (referido a fuente)
LINEAL	1	Fuente (S)	Fijo	0 V
	2	Drenador (D)	Fijo	-0.10 V
	3	Puerta (G)	Barrido	0.00 V, -10.00 V, Paso 0.01 V
	4	Sustrato (B)	Fijo	0 V
SATURACIÓN	1	Fuente (S)	Fijo	0 V
	2	Drenador (D) y Puerta (G)	Barrido	0.00 V, -7.00 V, Paso 0.01 V
	3	N.C.	N.C	
	4	Sustrato (B)	Fijo	0 V

**Tabla 3.3.** Condiciones de polarización de un transistor pMOS durante la extracción de la característica I-V tanto en saturación como en régimen lineal.

### 3.3.4. Procedimiento para la obtención de $V_t$ y $\beta$

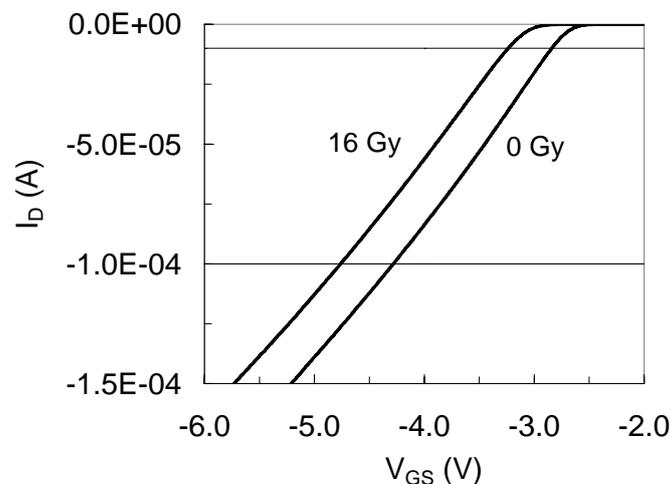
Se calculó la tensión umbral y la transconductancia del canal a partir de cada una de las características I-V, tanto para la región de triodo como para la operación en saturación. A continuación, se describe el proceso de cálculo de estos parámetros en las diferentes regiones de operación.

#### 3.3.4.1. Régimen lineal

Partimos de la característica I-V ideal en la región de triodo para un transistor pMOS, mostrada en la expresión (2.14a). Para extraer la tensión umbral y la transconductancia del transistor basta con realizar un ajuste lineal en la zona de la característica I-V en la que nos encontremos en fuerte inversión, es decir, en la que se haya formado el canal. La zona de ajuste elegida fue aquella en la que la intensidad se encontraba, en valor absoluto, entre 10 y 100  $\mu\text{A}$ .

$$\begin{aligned} I_{\text{inf}}^{\text{lineal}} &= 10 \mu\text{A} \\ I_{\text{sup}}^{\text{lineal}} &= 100 \mu\text{A} \end{aligned} \quad (3.3)$$

En la figura 3.10 se muestra la característica I-V de uno de los MOSFETs utilizados para la caracterización, con los límites de la intensidad en la que se ha realizado el ajuste lineal para la determinación de la tensión umbral y la transconductancia.



**Figura 3.10.** Característica I-V de uno de los MOSFET caracterizados en régimen lineal antes y después de la irradiación.

Entre estos límites se realizó un ajuste lineal:

$$i_{DS} = m \cdot v_{GS} + a. \quad (3.4)$$

Comparando (3.4) y (2.14a), se puede escribir que:

$$\beta = \frac{m}{V_{DS}}, \quad (3.5)$$

$$V_t = -\left(\frac{a}{m} + \frac{V_{DS}}{2}\right). \quad (3.6)$$

En la figura 3.10 se muestran las características I-V en la región lineal para un transistor antes de la irradiación y la característica I-V cuando la dosis recibida es de 16Gy. Se puede apreciar cómo la tensión umbral, que se aproxima a la extrapolación de la recta de ajuste al eje de abscisas, tiende a valores más negativos según aumenta la dosis de radiación.

### 3.3.4.2. Régimen de saturación

En primer lugar hemos de asegurarnos que en el transistor se ha creado el canal de inversión y que está operando en la región de saturación. Por lo tanto, se debe cumplir la ecuación (2.14b): el canal está formado si  $v_{GS} \leq V_t$ , y el transistor opera en saturación si  $v_{DS} \leq v_{GS} - V_t$ .

Para asegurar que el canal se encuentra formado, se impuso que la corriente que circulaba entre fuente y drenador fuese lo suficientemente elevada como para entender que existía contacto eléctrico. Nótese que ésta es una condición suficiente, pero no necesaria para la formación del canal. Para el cálculo de la tensión umbral y la transconductancia, se tomaron los valores experimentales incluidos en el intervalo, en valor absoluto:

$$\begin{aligned} I_{\text{inf}}^{\text{sat}} &= 100 \mu\text{A} \\ I_{\text{sup}}^{\text{sat}} &= 1600 \mu\text{A} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Para asegurar que el transistor opera en saturación, basta con cortocircuitar los terminales de puerta y drenador, como ya se mostró en el capítulo anterior.

La tensión drenador-fuente, en valor absoluto, no superará los 7 V, por lo que no es necesario aplicar la corrección de modulación del canal a la característica I-V. Por lo tanto, la expresión (2.14b) queda como:

$$i_D = -\frac{\beta}{2}(v_{GS} - V_t)^2. \quad (3.8)$$

donde recordemos que  $\beta = \mu_p C_{ox} \frac{W}{L}$ . Realizando un ajuste de la raíz cuadrada de la intensidad que circula por el MOSFET en función de la tensión de puerta y fuente, podemos obtener los parámetros deseados a partir de la pendiente y la ordenada de la recta de ajuste:

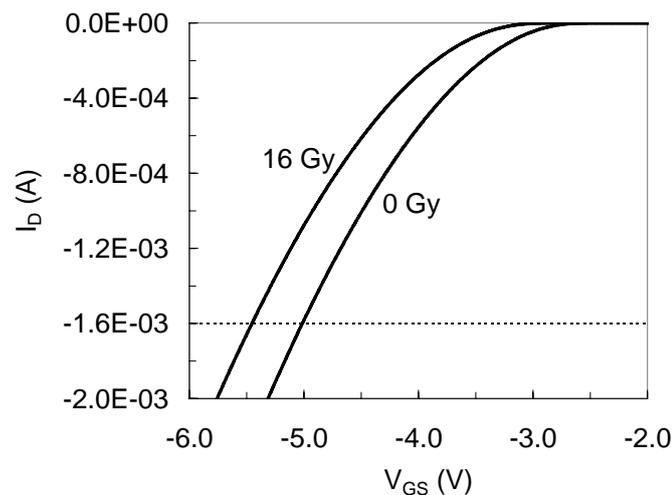
$$\sqrt{-i_D} = m \cdot v_{GS} + a. \quad (3.9)$$

Comparando con las expresiones (3.8) y (3.9), tenemos que:

$$\beta = 2 \cdot m^2, \quad (3.10)$$

$$V_t = -\frac{a}{m}. \quad (3.11)$$

En la figura 3.11 se muestran la característica I-V de uno de los transistores sometido a estudio, antes y después de recibir una dosis de 16 Gy. En ella se puede observar como el aumento del valor absoluto de la tensión umbral hace que la curva se desplace hacia valores más negativos de la tensión drenador-fuente. Nótese que para la obtención de la característica I-V se han mantenido cortocircuitados los terminales de puerta y drenador por lo que podemos hablar de forma equivalente de  $V_{DS}$  o  $V_{GS}$ .



**Figura 3.11.** Característica I-V de uno de los transistores pMOS estudiados, en saturación antes y después de ser irradiado.

### 3.3.4.3. Tratamiento de los errores experimentales

Para obtener los errores tanto de la tensión umbral como de la transconductancia de las diferentes características I-V, se realizó una simulación Montecarlo en la se sorteaba un nuevo punto, dentro del intervalo de error la de medida experimental realizada con el analizador de parámetros HP-4145B [ASE06]. El sorteo de cada nuevo punto se hacía siguiendo una distribución gaussiana, cuya desviación típica era un tercio del error experimental de cada punto proporcionado por el HP4145B. Repitiendo este proceso para cada punto de la curva se obtenía una nueva característica I-V, que se encontraba contenida en los intervalos de error de los puntos de la característica experimental. En esta nueva curva I-V, se determinaban la tensión umbral y la transconductancia. Mediante simulación se calcularon un total de 1000 curvas por cada característica experimental, obteniendo una distribución de tensiones umbrales y valores de la transconductancia, que se asemejaba a una distribución normal. Se tomó como error experimental el triple de las correspondientes desviaciones estándares.

Las barras de error de los puntos de la característica venían determinados por la el error experimental del trazador de curvas. Se consideró el peor caso, en el que la temperatura no estaba entre 18 y 28°C, de modo que se multiplicó por dos el valor del error dado en la tabla 3.2. El trazador fue programado para que tomase 16 medidas por punto experimental, de modo que la varianza de la medida se reducía en un factor  $\sqrt{16}$ .

Si se define  $\Delta x$  como el error de la medida dado por la tabla 3.2, se tiene que el error experimental de cada uno de los puntos de la característica I-V viene dado por:

$$\sigma_x = \frac{2 \cdot \Delta x}{3 \cdot \sqrt{16}} \quad (3.12)$$

Analizando los resultados obtenidos, se tomó como error experimental en la determinación de nuestros valores de tensión umbral el máximo valor de los errores reflejados en este trabajo:

$$\text{lineal} \Rightarrow 3\sigma_{V_t} = 8.7 \text{ mV} , \quad (3.13)$$

$$\text{saturación} \Rightarrow 3\sigma_{V_t} = 4.2 \text{ mV} . \quad (3.14)$$

Los errores de la transconductancia varían según el valor de dicho parámetro, por lo que no se pueden tomar errores de valor constante como ocurre con la tensión umbral.

### 3.3.5. Dependencia térmica de $V_t$ y $\beta$

Tanto la tensión umbral como la transconductancia dependen de la temperatura, como se mencionó en el capítulo anterior. Por lo tanto, es necesario aplicar métodos de corrección y compensación térmica para minimizar la deriva térmica de la repuesta dosimétrica del transistor, como se muestra en diversos trabajos [CHE04][TAR04]. A continuación, se va a describir el proceso de determinación del coeficiente térmico para estos dos parámetros del dispositivo, que resulta imprescindible para la caracterización del transistor pMOS 3N163, como se muestra en el trabajo de Asensio et al. [ASE06].

Se tomaron tres transistores elegidos al azar (T1, T2, T3), y mediante un horno termo-estabilizado se hizo un barrido en temperaturas para cada uno de los transistores. A distintas temperaturas se obtuvieron las curvas tanto en régimen lineal como en saturación y se determinaron los parámetros  $V_t$  y  $\beta$  para cada una de ellas. Ajustando linealmente los valores de  $V_t$  y  $\beta$  frente a la temperatura, se obtienen el como pendientes de las rectas de regresión los coeficientes térmicos:

$$|V_t^i| = \alpha_{V_t}^i \cdot T + |V_{t_0}^i|, \quad (3.15)$$

$$\beta^i = \alpha_{\beta}^i \cdot T + \beta_0^i, \quad (3.16)$$

donde  $i=T1, T2, T3$ . Se tomó como valor de  $\alpha_{V_t}$  y  $\alpha_{\beta}$  el valor medio de los valores obtenidos para cada uno de los transistores, y como incertidumbre  $\pm 3\sigma$ , donde  $\sigma$  es la desviación típica.

$$\alpha_{V_t} = \frac{\sum_{i=1}^3 \alpha_{V_t}^i}{3}, \quad (3.17)$$

$$\alpha_{\beta} = \frac{\sum_{i=1}^3 \alpha_{\beta}^i}{3}, \quad (3.18)$$

En la tabla 3.4 se resumen los valores obtenidos para los diferentes transistores.

	<b>T1</b>	<b>T2</b>	<b>T3</b>
$\alpha_{V_t}^i (V \cdot ^\circ C^{-1})$	$-3.454 \cdot 10^{-03}$	$-3.377 \cdot 10^{-03}$	$-3.657 \cdot 10^{-03}$
$\sigma^2 \alpha_{V_t}^i$	$1.567 \cdot 10^{-08}$	$1.003 \cdot 10^{-08}$	$1.151 \cdot 10^{-08}$
$\chi^2$	6.768118	10.82759	8.42464
$\alpha_{\beta}^i (A \cdot V^{-2} \cdot C^{-1})$	$-3.829 \cdot 10^{-06}$	$-3.798 \cdot 10^{-06}$	$-4.158 \cdot 10^{-06}$
$\sigma^2 \alpha_{\beta}^i$	$2.417 \cdot 10^{-13}$	$1.493 \cdot 10^{-13}$	$1.488 \cdot 10^{-13}$
$\chi^2$	0.39933	2.46459	1.24213
N	15	21	21

**Tabla 3.4.** Resultados de la determinación del coeficiente de dependencia térmica.

Calculando el valor medio de los coeficientes térmicos de los diferentes transistores mostrados en la tabla 3.4, y tomando como error el máximo entre el error experimental y el triple de la desviación estándar, se obtiene que:

$$\alpha_{V_t} = (-3.5 \pm 0.4) mV \cdot ^\circ C^{-1}, \quad (3.19)$$

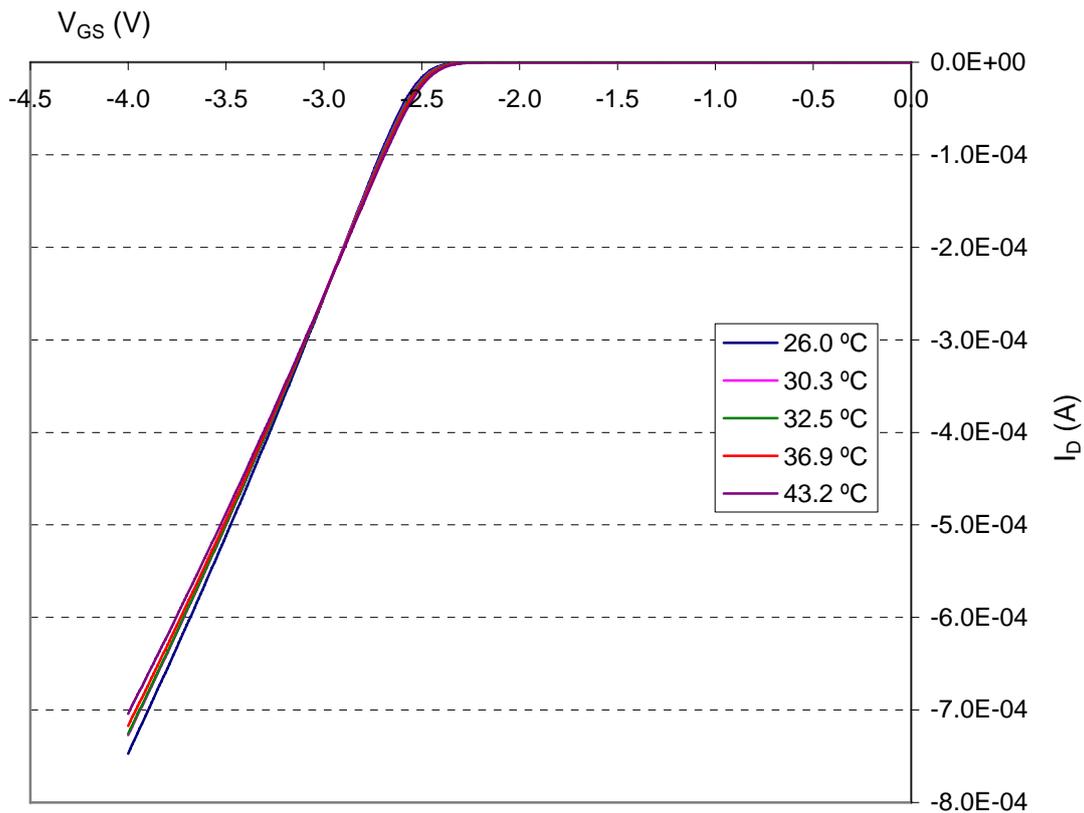
$$\alpha_{\beta} = (-3.9 \pm 0.6) \mu A V^{-2} \cdot ^\circ C^{-1}. \quad (3.20)$$

Los coeficientes anteriores son los que aplicaremos para la corrección térmica para todos los transistores 3N163, los cuales vamos a caracterizar mediante el extractor de parámetros HP4145B.

### 3.3.5.1. Obtención de la intensidad ZTC

En este apartado pretendemos determinar la zona ZTC del transistor 3N163, que como se mostrará más adelante resultará de gran utilidad en el diseño del sistema dosimétrico. En la figura 3.12 se muestran las características I-V del transistor T2 en régimen de saturación, que resultaron similares a las del resto de transistores. En ella se puede apreciar cómo las diferentes características se cruzan en torno a  $230 \mu\text{A}$ , es decir, a esa corriente el coeficiente térmico es nulo. Por tanto,

$$I_{ZTC} \approx 230 \mu\text{A} .$$



**Figura 3.12** Características I-V en saturación para el transistor T2, a diferentes temperaturas.

### 3.3.6. Metodología

Para caracterizar la respuesta frente a la radiación del MOSFET 3N163 se dispusieron cierto número de transistores en diferentes placas de prueba. Antes y después de irradiar se obtenía la característica I-V de cada transistor, siguiendo el siguiente protocolo de trabajo:

- a) Previo a la radiación, se extraían las curvas de cada uno de los transistores. Esto se hacía, como se ha indicado, mediante el extractor de parámetros HP4245B.
- b) A continuación se transportaban los transistores a la unidad de cobaltoterapia del Hospital Universitario San Cecilio.
- c) Justo antes de irradiar se comprobaba que todos los terminales de los transistores estaban correctamente cortocircuitados entre sí.
- d) Se irradiaban los transistores.
- e) Los transistores eran trasladados de nuevo a la Facultad de Ciencias.
- f) Se volvían a extraer las curvas a los dispositivos.

Una vez obtenidas las características I-V, se calculaba la tensión umbral y la transconductancia antes y después de la irradiación, determinando el incremento sufrido por cada uno de estos parámetros.

El tiempo de exposición a la radiación, medido en unidades de monitor (u.m), se mantuvo constante durante la caracterización de cada uno de los lotes de transistores utilizados. Al inicio de la tanda de sesiones de irradiación de cada uno de los lotes de transistores, se realizó un cálculo del tiempo necesario para que, a la distancia de irradiación, se administrase una dosis determinada. Debido al decaimiento de la actividad de la pastilla de cobalto fue necesario aplicar un factor de corrección a la dosis suministrada, estableciendo como fecha de referencia el día de la primera irradiación de cada lote de transistores. De este modo, el factor de decaimiento viene dado por:

$$F_{dec} = e^{-\ln 2 \cdot \frac{t}{t_{1/2}}}, \quad (3.21)$$

donde  $t$  es el tiempo expresado en días transcurrido desde la fecha de referencia y el día de la irradiación. Con  $t_{1/2}$  se denotó al periodo de semidesintegración, que para el  $^{60}\text{Co}$  es de 1925.1 días.

Por lo tanto, para el cálculo de la dosis recibida se han de considerar las siguientes condiciones espacio-temporales de las sesiones de irradiación:

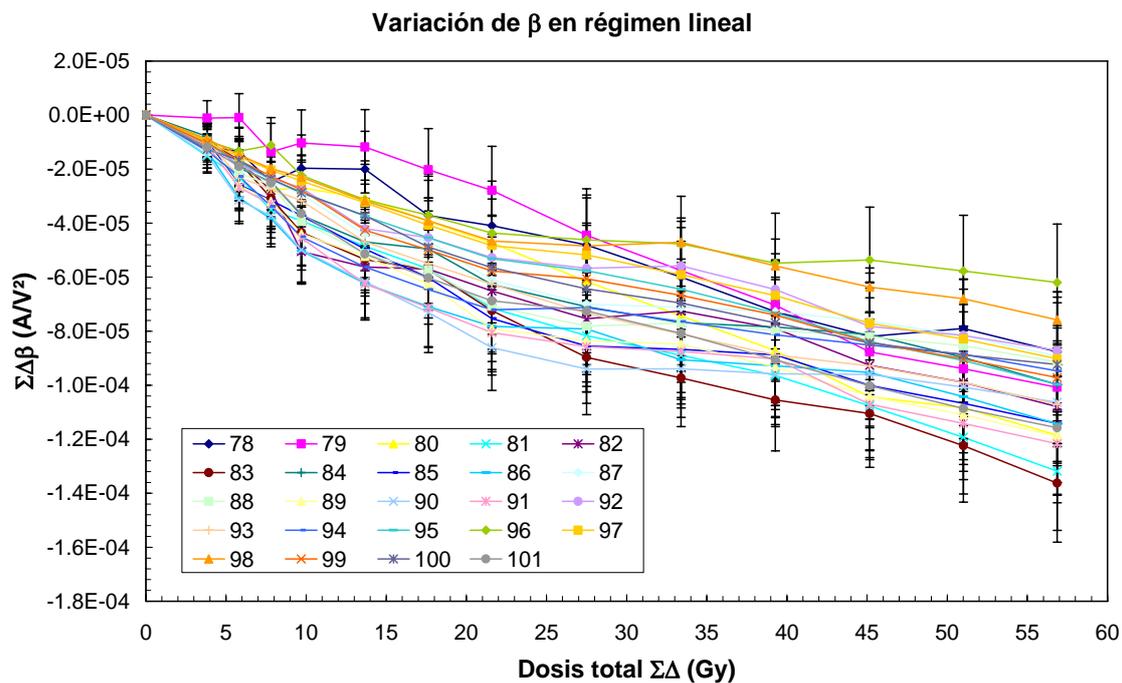
- Fecha de irradiación: Necesaria para calcular el factor correctivo a la dosis debido al decaimiento radiactivo mostrado en la expresión (3.21).
- Distancia a la fuente de cobalto a la parte superior de los transistores: Para calcular la dosis por unidad de monitor aplicando la ley del inverso del cuadrado de la distancia.
- Tiempo de irradiación: Proporcional a la dosis recibida.

## 3.4. Respuesta a la dosis absorbida

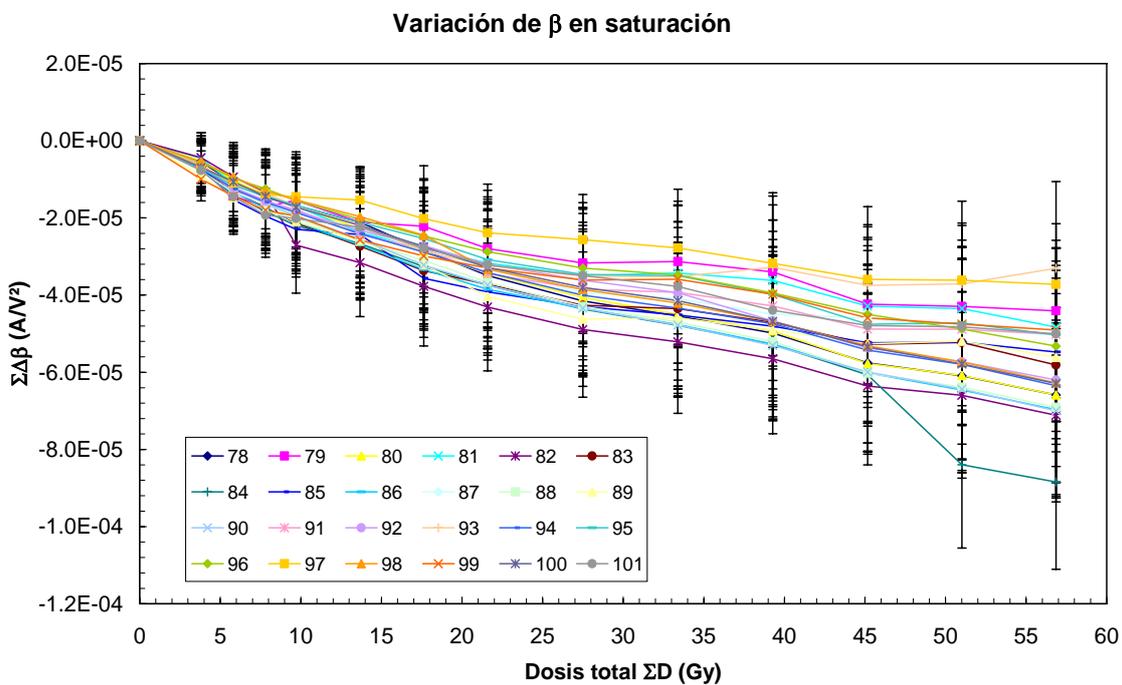
Este estudio se realizó con 24 transistores, numerados del 78 al 101. Estos fueron irradiados en sucesivas sesiones con diferentes dosis. Se estudió la dependencia de la tensión umbral y de la transconductancia con la dosis, y se concluyó que  $V_t$  es un buen candidato a parámetro dosimétrico.

### 3.4.1. Estudio de la transconductancia del canal

Siguiendo el protocolo de trabajo resumido en el apartado anterior, se obtuvo el incremento de transconductancia en cada una de las sesiones de irradiación, tanto en la región de triodo como en saturación. Si se representa la variación acumulada tanto en saturación como en régimen lineal de cada uno de los MOSFETs frente a la dosis acumulada se obtiene una dependencia monótona, pero no lineal, como se puede observar en las figuras 3.13 y 3.14. Estos resultados concuerdan con los encontrados en otros trabajos, como [MA89][MOR95][JAK02]. La falta de linealidad, acompañada de un error relativo elevado, hacen que la transconductancia no se presente como un parámetro adecuado para determinar la dosis absorbida por el transistor.



**Figura 3.13.** Variación acumulada de la transconductancia frente a la dosis acumulada calculada partir de la característica en régimen lineal.



**Figura 3.14.** Variación acumulada de la transconductancia frente a la dosis acumulada calculada partir de la característica en saturación.

### 3.4.2. Estudio de la tensión umbral

A partir de las características I-V se extrajo la tensión umbral antes y después de cada sesión de irradiación. Calculando el incremento acumulado del valor absoluto de la tensión umbral frente a la dosis acumulada durante las diferentes sesiones, tanto para la zona lineal como para la zona de saturación, se obtienen las gráficas 3.15 y 3.16 respectivamente. En ambas figuras se puede apreciar que la pendiente de la recta de cada transistor difiere ligeramente del resto. Por lo tanto, cada dispositivo presenta una sensibilidad media característica, lo que hará necesario una calibración individual para cada uno de ellos.

Nótese que el transistor 82 ha sufrido un incremento excesivo. Esto se debe a una inyección de carga accidental durante la manipulación, a pesar de haber usado la pulsera antiestática.

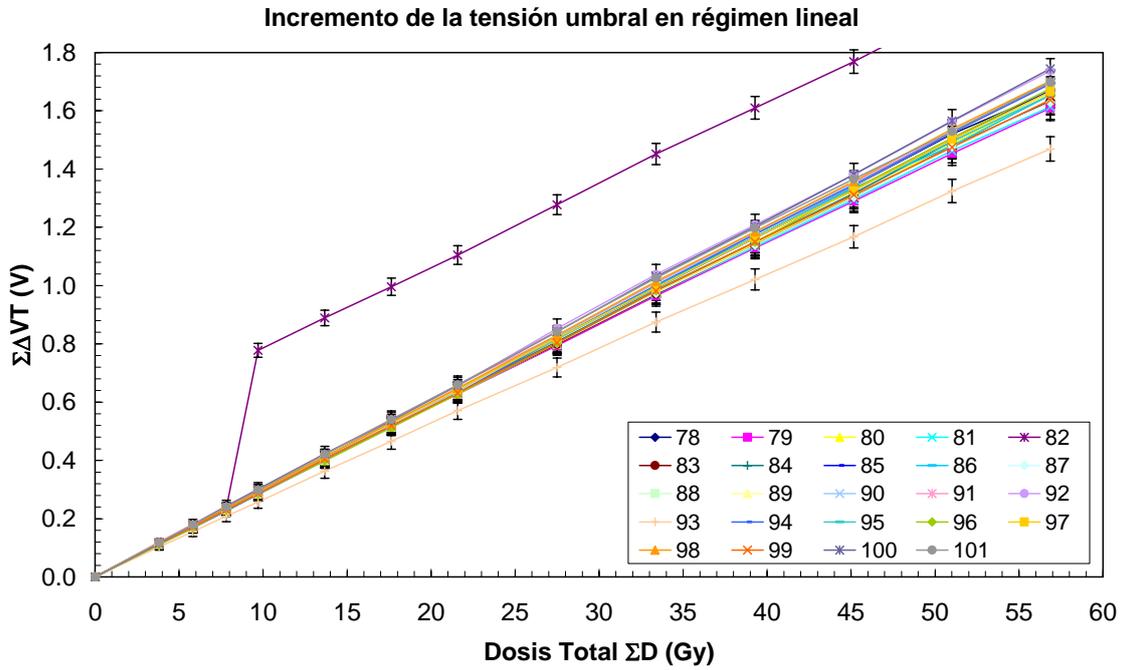
Representando la sensibilidad de los diferentes transistores en cada una de las sesiones se obtiene la figura 3.17 para la región lineal y la figura 3.18 para los valores obtenidos a partir de la característica en saturación. En ellas se puede observar cómo la sensibilidad de cada transistor varía ligeramente de una sesión a otra. Esta variación no presenta una tendencia determinada, lo que puede deberse a factores externos no controlados, como es el tiempo que transcurre desde que finaliza la irradiación o la temperatura a la que se ven sometidos durante el transporte, varía de unas sesiones a otras, haciendo que la recuperación sea diferente en cada una de ellas.

Para dosis superiores a 50-55 Gy (sesión 13) se observa un decaimiento de la sensibilidad, lo que limita la respuesta lineal de estos transistores a dosis inferiores a unos 50 Gy.

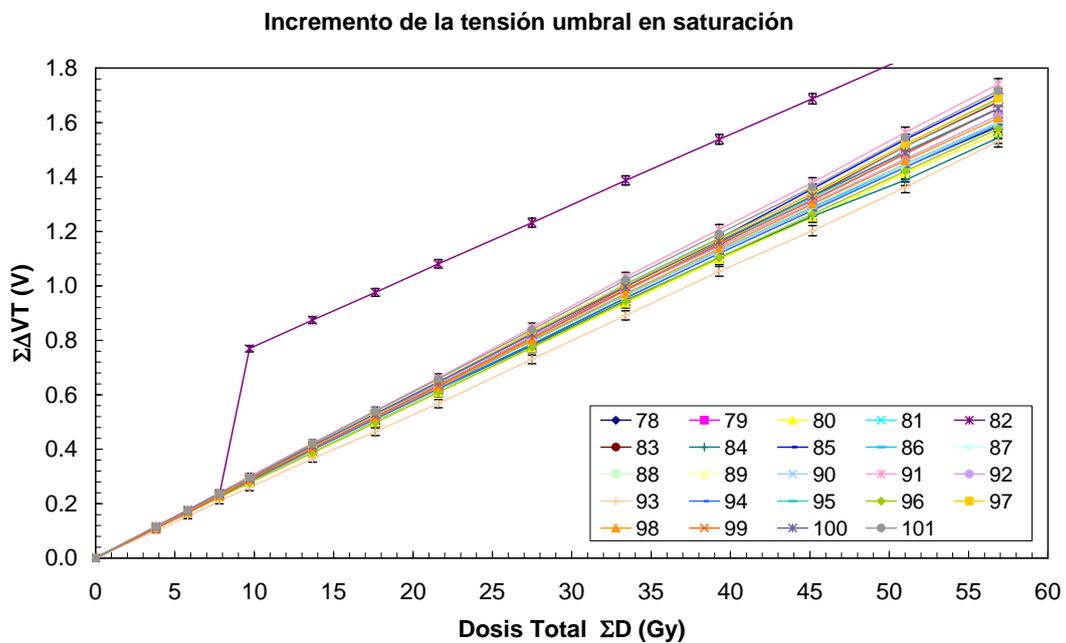
La sensibilidad media del transistor estudiado, sin polarización externa, es aproximadamente  $30 \text{ mV Gy}^{-1}$ . Interpolando la sensibilidad media en la figura 2.25b, se puede estimar el espesor de óxido de nuestro dispositivo, que resultaría ser de unos 200 nm aproximadamente.

Hasta un valor de unos 50 Gy, la sensibilidad media se mantiene alrededor de  $30 \text{ mV Gy}^{-1}$ , valor que puede ser suficiente, utilizando la amplificación adecuada, para realizar medidas dosimétricas en el ámbito de la radioterapia. Por lo tanto, podemos concluir que el transistor 3N163 parece ser un candidato adecuado a sensor dosimétrico,

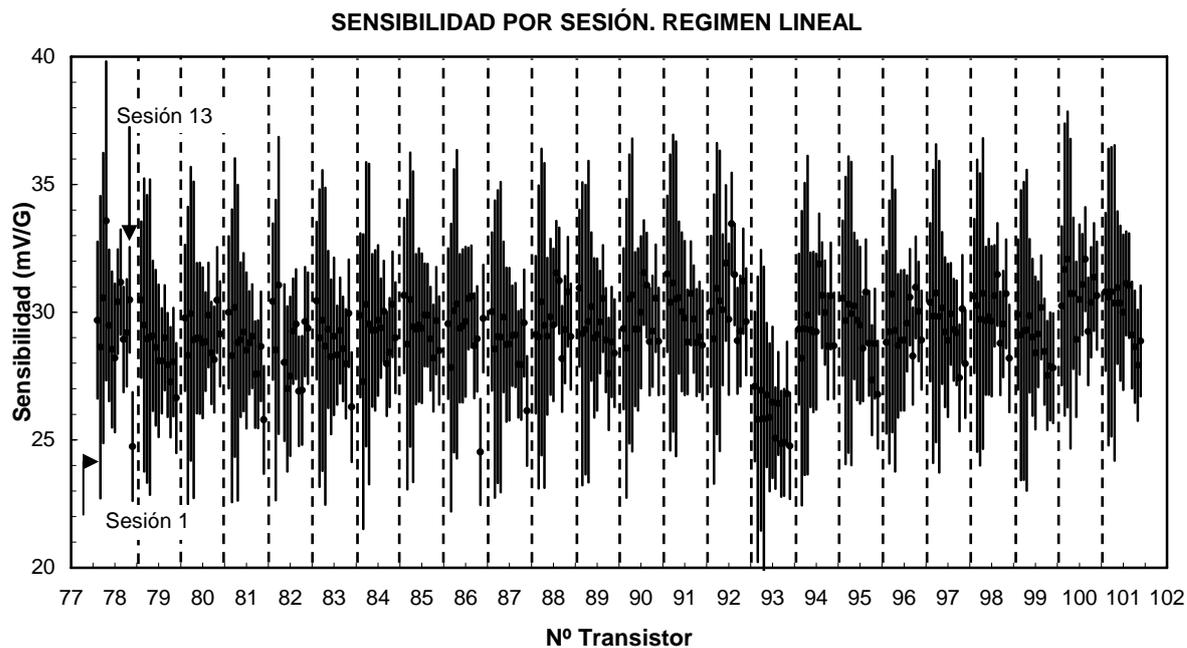
y el incremento del valor absoluto de la tensión umbral, el parámetro dosimétrico apropiado.



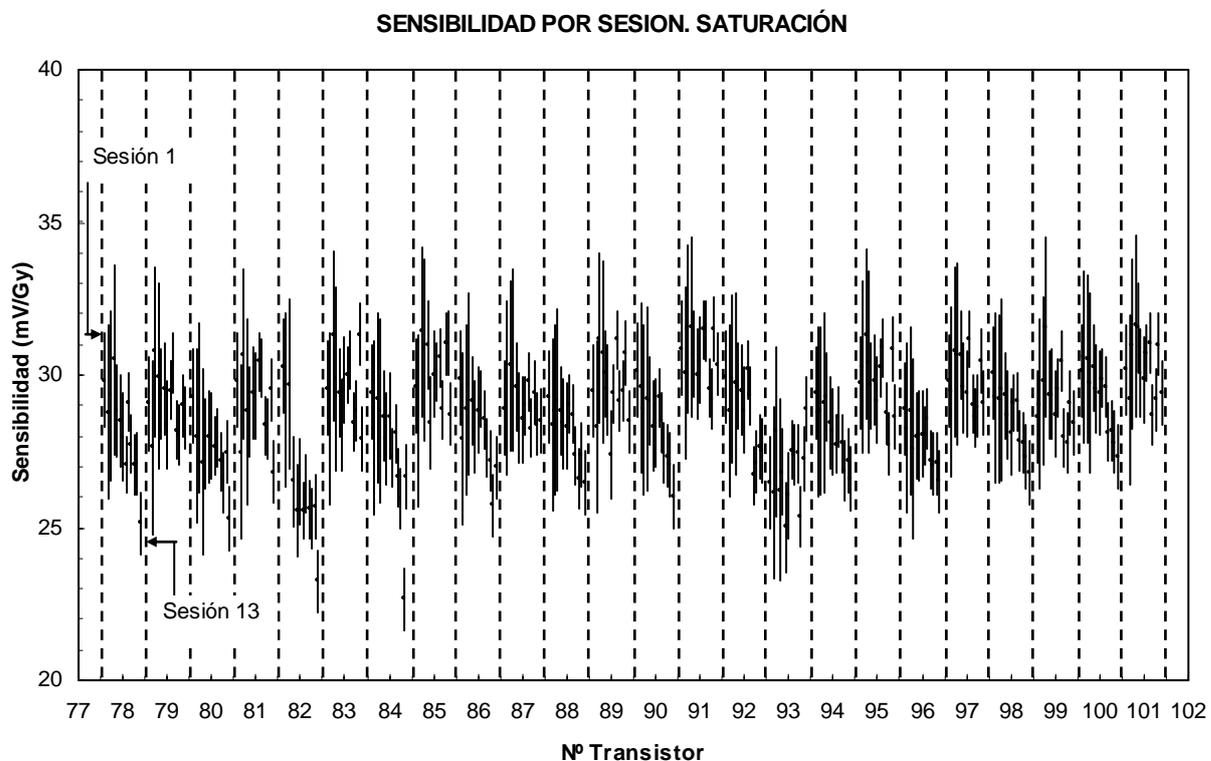
**Figura 3.15.** Incremento acumulado de la tensión umbral frente a la dosis acumulada calculada partir de la característica en régimen lineal.



**Figura 3.16.** Incremento acumulado de la tensión umbral frente a la dosis acumulada calculada partir de la característica en saturación.



**Figura 3.17.** Sensibilidad de los diferentes MOSFET tratados en las diferentes irradiaciones, obtenidas a partir de las características en régimen lineal.



**Figura 3.18.** Sensibilidad de los diferentes MOSFET tratados en las diferentes irradiaciones, obtenidas a partir de las características en saturación.

### 3.5. Dependencia radial y con la tasa de dosis

En el apartado anterior se ha llevado a cabo el estudio del incremento de la tensión umbral frente a la dosis bajo incidencia normal, mostrando un comportamiento ventajoso para ser usado como parámetro dosimétrico. Ahora se pretende determinar el efecto de la dirección de incidencia de la radiación sobre el aumento de la tensión umbral. Al mismo tiempo se va a estudiar si la tasa de dosis, es decir, la velocidad con la que se recibe la radiación, afecta a la sensibilidad de nuestro transistor.

#### 3.5.1. Metodología

Para determinar el efecto de la dirección de incidencia y de la tasa de dosis, se dispuso de cuatro grupos de cuatro transistores. El primero de ellos, llamémosle T, se dedicó al estudio de la dependencia de la sensibilidad con la tasa de dosis. Los tres grupos restantes, A1, A2 y A3, se dedicaron al estudio de la dependencia de la respuesta del sensor con la dirección de incidencia.

Para formar estos grupos, se midió la tensión  $V_{SD}$  cuando la corriente que circulaba por el MOSFET era de  $230 \mu\text{A}$ . Se tomaron conjuntos de transistores de modo que la variación en esta tensión entre unos y otros fuese la mínima posible, de modo que a priori los transistores de un mismo grupo tuviesen aproximadamente los mismos parámetros eléctricos de partida. Por último se numeraron del 200-215:

Grupo	MOSFET
<b>T</b>	200-203
<b>A1</b>	204-207
<b>A2</b>	208-211
<b>A3</b>	212-215

**Tabla 3.5.** Numeración de los transistores en los diferentes grupos creados para el estudio.

En las diferentes sesiones se irradió cada uno de los grupos  $A_i$  con un ángulo de  $0^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $60^\circ$  ó  $90^\circ$  colocados a 80 cm de la fuente de cobalto.

El grupo T se irradió con diferentes tasas de dosis, para lo cual se colocaron los MOSFETs a diferentes distancias de la cabeza de cobalto. Se usaron tres valores para la tasa: baja, media y alta. En la tabla 3.6 se muestra un resumen de los valores de tasa utilizados, donde el error de la tasa se ha calculado mediante propagación cuadrática.

Notación	d(cm)	$\Delta d$ (cm)	Tasa ( $\text{Gy min}^{-1}$ )	$\Delta$ Tasa ( $\text{Gy min}^{-1}$ )
Baja	152.0	0.1	0.460	0.003
Media	80.0	0.1	1.645	0.011
Alta	50.0	0.1	4.17	0.04

**Tabla 3.6.** Características de las diferentes tasas de dosis utilizadas, donde d es la distancia de la parte superior de los MOSFETs a la fuente de cobalto.

Se procedió a una primera irradiación de 4 Gy para observar la respuesta de cada uno de estos transistores y confirmar el correcto funcionamiento de todos ellos. Esto se realizó a tasa media (80 cm) e incidencia normal. A continuación se irradió cada uno de los grupos de MOSFET bajo unas determinadas condiciones. En la tabla 3.7 se recogen cada una de las irradiaciones planificadas.

Grupo irradiaciones	I				A			B			C	
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10		
T	Media	Baja	Baja	Baja	Media	Media	Media	Alta	Alta	Alta		
A1	0	30°	30°	30°	60°	60°	60°	90°	90°	90°		
A2	0	60°	60°	60°	90°	90°	90°	30°	30°	30°		
A3	0	90°	90°	90°	30°	30°	30°	60°	60°	60°		

**Tabla 3.7.** Condiciones de irradiación.

Las irradiaciones que se realizaron para cada conjunto de transistores, en similares condiciones, se agruparon en un mismo conjunto: I, A, B y C. Los conjuntos de transistores utilizados para el estudio angular se irradiaron con una tasa de dosis media y, el grupo T dedicado al estudio de la tasa de dosis, se irradió bajo incidencia normal en todas las sesiones. El tiempo de exposición de cada uno de los grupos, así como la fecha de irradiación se resume en la tabla 3.8.

	Irradiación	Fecha	T (°C)	Grupo	Tiempo (min)	dirección (°)	d(cm)	Dosis (Gy)	Tasa
I	1	01/04/03	24.7	T	2.40	0	80	0.00	Media
				A1	2.40	0	80	4.00	Media
				A2	2.40	0	80	4.00	Media
				A3	2.40	0	80	4.00	Media
A	2	09/04/03	25.9	T	6.67	0	152	0.00	Baja
				A1	1.80	30	80	2.99	Media
				A2	1.80	60	80	2.99	Media
				A3	1.80	90	80	2.99	Media
	3	14/04/03	24.2	T	6.67	0	152	0.00	Baja
				A1	1.80	30	80	2.99	Media
				A2	3.60	60	80	5.97	Media
				A3	0.00	90	80	0.00	Media
	4	21/04/03	25.7	T	6.67	0	152	0.00	Baja
				A1	1.80	30	80	2.98	Media
				A2	1.80	60	80	2.98	Media
				A3	1.80	90	80	2.98	Media
B	5	29/04/03	25.3	T	1.80	0	80	0.00	Media
				A1	1.80	60	80	2.97	Media
				A2	1.80	90	80	2.97	Media
				A3	1.80	30	80	2.97	Media
	6	08/05/03	25.3	T	1.80	0	80	0.00	Media
				A1	1.80	60	80	2.96	Media
				A2	1.80	90	80	2.96	Media
				A3	1.80	30	80	2.96	Media
	7	13/05/03	25.2	T	1.80	0	80	0.00	Media
				A1	1.80	60	80	2.95	Media
				A2	1.80	90	80	2.95	Media
				A3	1.80	30	80	2.95	Media
C	8	31/05/03	26.7	T	0.71	0	50	0.00	Alta
				A1	1.80	90	50	2.94	Media
				A2	1.80	30	50	2.94	Media
				A3	1.80	60	50	2.94	Media
	9	02/06/03	26.1	T	0.71	0	50	0.00	Alta
				A1	1.80	90	50	2.93	Media
				A2	1.80	30	50	2.93	Media
				A3	1.80	60	50	2.93	Media
	10	11/06/03	27.8	T	0.71	0	50	0.00	Alta
				A1	1.80	90	50	2.92	Media
				A2	1.80	30	50	2.92	Media
				A3	1.80	60	50	2.92	Media

Tabla 3.8. Resumen de las diferentes irradiaciones.

### 3.5.2. Resultados experimentales

Para la realización experimental de este estudio, se siguió la misma metodología que la descrita en el apartado 3.3.5, que fue la utilizada para la caracterización con incidencia normal. Cada uno de los grupos de transistores se irradió según las condiciones descritas en la tabla 3.7. Se calculó la sensibilidad, definida según (2.42), de cada uno de los transistores en las diferentes sesiones de irradiación, tanto en la región de saturación como en régimen lineal. El error en la sensibilidad fue calculado aplicando propagación cuadrática de errores, a partir del error de la dosis recibida y el error de la tensión umbral.

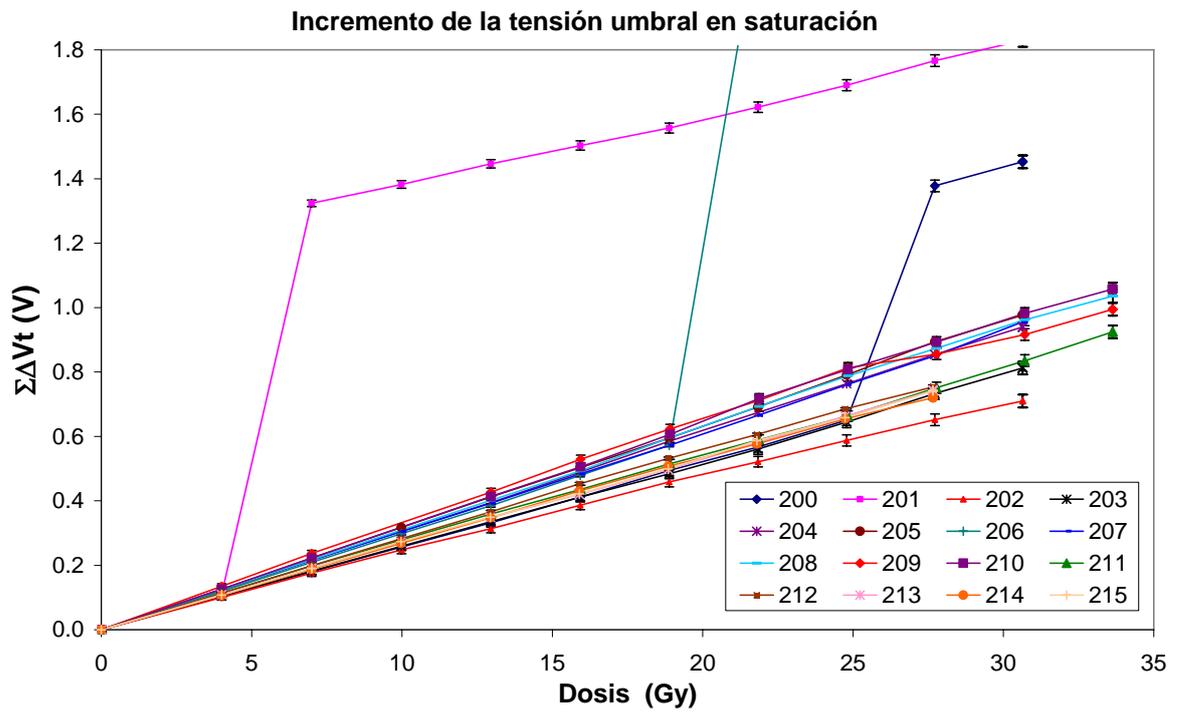
Durante el proceso de caracterización, algunos transistores sufrieron unas inyecciones de carga accidentales, causando un incremento en la tensión umbral excesivo. Así, los transistores 200, 201, 206 y 209, fueron excluidos del análisis de los resultados.

#### 3.5.2.1. Resultados en régimen de saturación

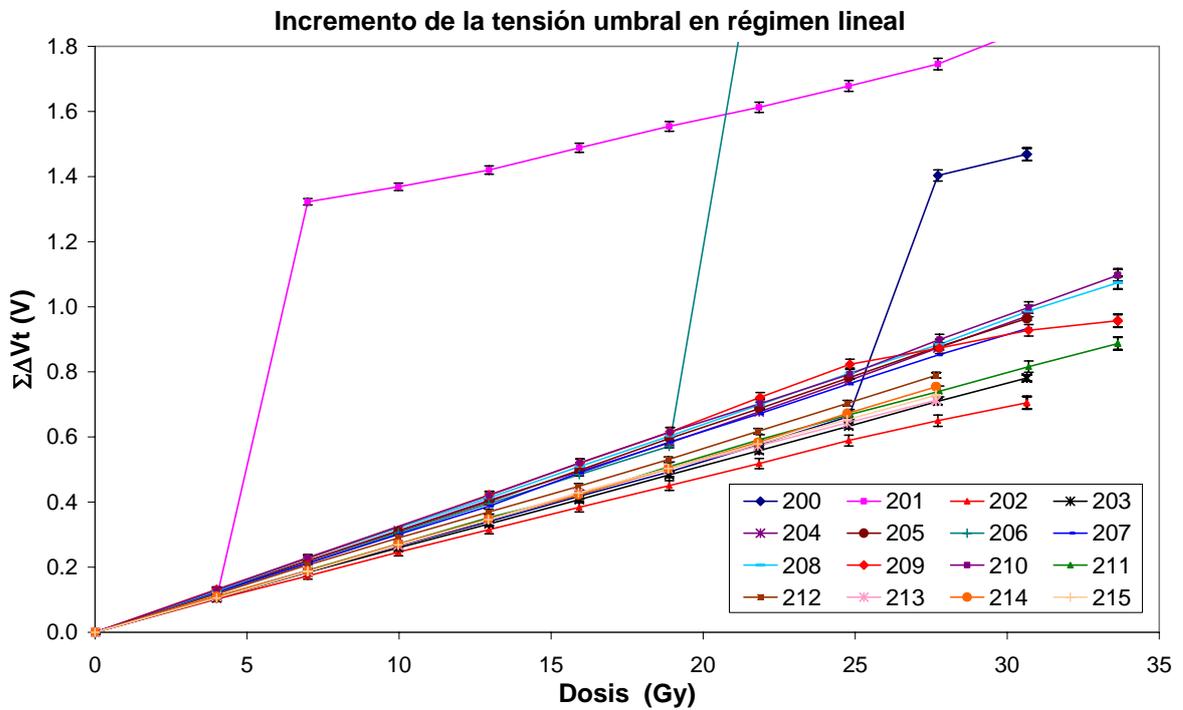
Representando el incremento acumulado de la tensión umbral, obtenidos de las características en saturación, frente a la dosis acumulada se obtiene la gráfica representada en la figura 3.19. Calculando la sensibilidad en cada una de las irradiaciones se obtiene la tabla 3.9. En esta tabla se ha tachado los valores de sensibilidad correspondientes a las irradiaciones de los pMOS que han sufrido daños debido a las inyecciones de carga. Los errores de estas sensibilidades se han calculado mediante propagación cuadrática, tomando como error de la tensión umbral  $3\sigma = 4.2\text{mV}$ .

#### 3.5.2.2. Resultados en régimen lineal

Se repitió el mismo proceso para el transistor operando en la región lineal que el que se hizo para saturación, con la salvedad de que el error de la tensión umbral venía dado por  $3\sigma = 8.7\text{mV}$ . En la tabla 3.10 se resumen los resultados obtenidos para la región de triodo.



**Figura 3.19.** Incremento acumulado de la tensión umbral en saturación frente a la dosis acumulada.



**Figura 3.20.** Incremento acumulado de la tensión umbral en triodo frente a la dosis acumulada.

pMOS/Sesión	I	A			B			C		
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
200	26.0	24.8	25.0	24.5	27.0	27.8	24.8	27.9	245.5	25.3
201	27.4	395.4	19.4	21.4	19.0	18.4	21.9	22.9	25.6	21.4
202	25.0	24.6	23.4	21.7	24.6	24.3	21.2	22.1	21.7	19.7
203	26.4	24.8	25.3	24.8	25.6	24.5	26.0	28.1	30.0	26.9
204	30.8	30.8	30.2	30.0	32.0	32.3	30.2	30.2	30.9	29.3
205	31.3	32.5	31.7	32.0	30.6	30.9	32.8	33.6	35.1	28.4
206	29.9	29.9	29.9	29.1	31.7	31.5	542.7	-8.1	17.0	12.6
207	31.4	30.3	29.6	29.5	30.6	30.0	31.6	32.3	30.7	35.9
208	31.2	30.9	31.0	30.6	34.5	32.8	32.1	29.1	30.2	25.1
209	33.6	34.1	31.9	34.4	31.6	29.9	34.2	14.6	20.4	26.9
210	31.4	32.3	32.0	30.8	34.2	37.3	30.7	28.8	30.4	25.8
211	28.5	28.0	27.1	25.6	26.9	25.0	24.9	29.8	28.8	30.6
212	28.1	28.6	----	28.1	28.1	29.4	26.8	25.2	26.8	23.7
213	27.2	26.9	----	27.5	25.4	24.3	26.2	28.1	28.1	27.4
214	26.6	27.0	----	26.9	26.8	28.3	25.8	23.4	26.7	22.6
215	26.7	27.9	----	28.0	25.6	24.4	26.3	29.8	24.4	28.6

Error Sensibilidad (mV/Gy)

pMOS/Sesión	I	A			B			C		
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
200	1.5	1.9	1.9	1.9	2.0	2.0	2.0	2.0	4.4	2.0
201	1.5	2.4	1.9	1.9	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
202	1.5	1.9	1.9	1.9	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
203	1.5	1.9	1.9	1.9	2.0	2.0	2.0	2.0	2.1	2.0
204	1.5	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
205	1.5	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
206	1.5	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	3.7	2.0	2.0	2.0
207	1.5	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
208	1.5	2.0	1.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
209	1.5	2.0	1.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
210	1.5	2.0	1.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
211	1.5	2.0	1.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
212	1.5	2.0	----	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
213	1.5	2.0	----	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
214	1.5	2.0	----	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
215	1.5	2.0	----	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0

Tabla 3.9. Sensibilidad de los diferentes MOSFETs en cada una de las irradiaciones con su error correspondiente. Calculadas a partir de la característica en saturación.

pMOS/Sesión	I	A				B			C		
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
200	26	26	26	25	26	25	28	29	<del>25</del>	<del>22</del>	
201	26	<del>396</del>	<del>45</del>	17	<del>23</del>	<del>22</del>	<del>20</del>	<del>22</del>	<del>23</del>	37	
202	25	23	24	23	23	23	23	24	21	19	
203	26	26	24	24	25	26	25	25	26	24	
204	31	32	31	31	30	30	32	33	34	33	
205	31	31	31	30	33	33	31	32	32	30	
206	30	30	31	30	30	29	<del>548</del>	-4	<del>24</del>	<del>22</del>	
207	31	30	30	29	34	32	29	31	30	28	
208	32	34	31.3	32	32	32	33	30	35	30	
209	33	32	32.6	33	32	36	34	<del>17</del>	<del>19</del>	<del>10</del>	
210	32	33	32.1	34	32	30	31	36	34	34	
211	28	27	27.1	24	29	28	26	24	26	24	
212	29	30	----	28	27	27	28	30	29	29	
213	27	27	----	27	27	28	25	24	24	24	
214	28	26	----	28	26	25	27	28	30	28	
215	26	27	----	28	26	28	25	25	25	26	

Error Sensibilidad (mV/Gy)

pMOS/Sesión	I	A				B			C		
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
200	3	4	4	4	4	4	4	4	<del>5</del>	4	
201	3	4	4	4	4	4	4	4	4	4	
202	3	4	4	4	4	4	4	4	4	4	
203	3	4	4	4	4	4	4	4	4	4	
204	3	4	4	4	4	4	4	4	4	4	
205	3	4	4	4	4	4	4	4	4	4	
206	3	4	4	4	4	4	<del>5</del>	4	4	4	
207	3	4	4	4	4	4	4	4	4	4	
208	3	4	2.1	4	4	4	4	4	4	4	
209	3	4	2.1	4	4	4	4	4	4	4	
210	3	4	2.1	4	4	4	4	4	4	4	
211	3	4	2.1	4	4	4	4	4	4	4	
212	3	4	----	4	4	4	4	4	4	4	
213	3	4	----	4	4	4	4	4	4	4	
214	3	4	----	4	4	4	4	4	4	4	
215	3	4	----	4	4	4	4	4	4	4	

**Tabla 3.10.** Sensibilidad de los diferentes MOSFETs en cada una de las irradiaciones con su error correspondiente. Calculadas a partir de la característica en triodo.

### 3.5.3. Análisis de los resultados

En este apartado se van a comentar los resultados obtenidos en las irradiaciones realizadas con diferentes ángulos de incidencia y distintas tasas de dosis.

#### 3.5.3.1. Dependencia con la tasa

El grupo denominado T fue el dedicado al estudio de la tasa, y comprendía los transistores numerados del 200 al 203, ambos inclusive. De estos pMOS, el 200 y el 201 sufrieron un incremento excesivo de la tensión umbral debido a inyecciones de carga, produciendo un deterioro de la sensibilidad. Únicamente los transistores 202 y 203 completaron todo el estudio. Para cada uno de los tres valores de tasa estudiados se realizaron 3 irradiaciones, como se muestra en la tabla 3.8. Como respuesta de cada MOSFET a una tasa determinada se calculó el valor medio de las sensibilidades de estas tres irradiaciones, tomando como error el máximo del error experimental y del triple de la desviación estándar de estos tres valores. En las tablas 3.11 y 3.12, se muestran los resultados obtenidos para triodo y saturación respectivamente.

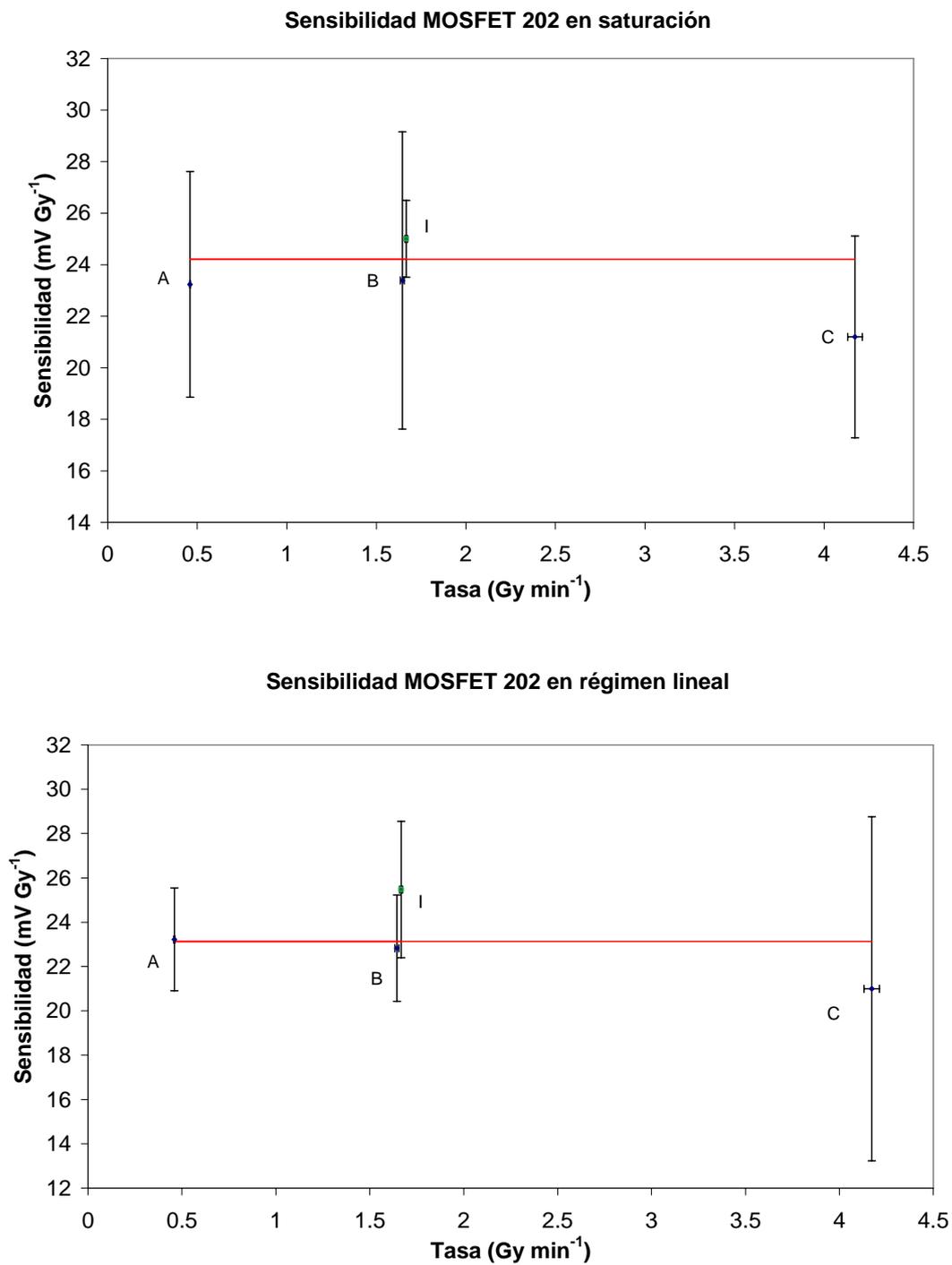
<b>Sensibilidad transistores grupo T (<math>\text{mV Gy}^{-1}</math>) en saturación</b>					
Grupo Irradiaciones	Tasa/MOSFET	200	201	202	203
I	Media	26.0	27.4	25.0	26.4
A	Baja	24.8	xxx	23	25.0
B	Media	27	xxx	23	25.4
C	Alta	Xxx	xxx	21	28
Incertidumbre ( $\text{mV Gy}^{-1}$ )					
Grupo Irradiaciones	Tasa/MOSFET	200	201	202	203
I	Media	1.5	1.5	1.5	1.5
A	Baja	1.1	Xxx	4	1.1
B	Media	5	Xxx	6	2.4
C	Alta	xxx	Xxx	4	5

**Tabla 3.11.** Valores de las sensibilidades medias de los transistores del grupo T en saturación para los diferentes valores de tasa.

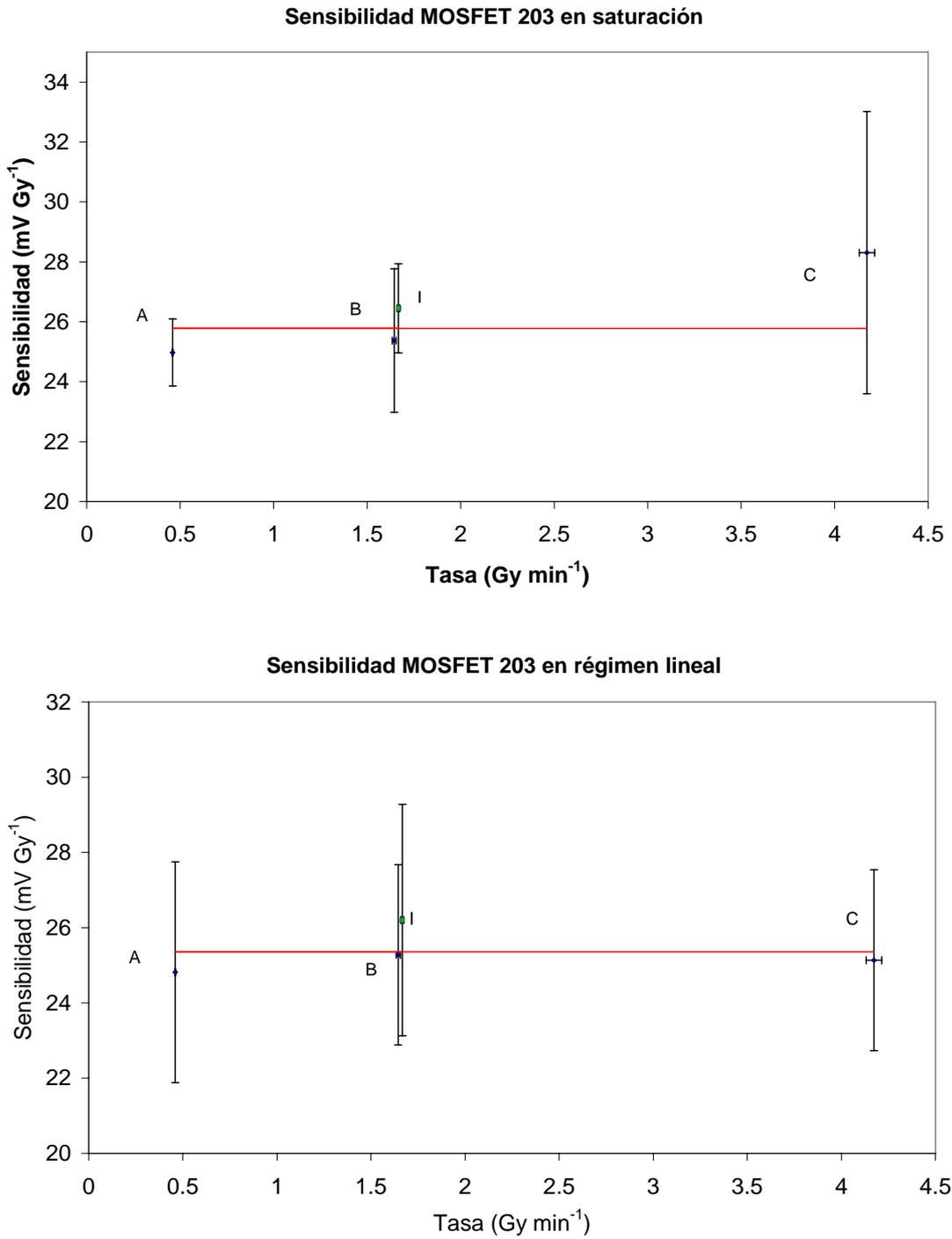
<b>Sensibilidad transistores grupo T (<math>\text{mV Gy}^{-1}</math>) en triodo</b>					
Grupo Irradiaciones	Tasa/MOSFET	200	201	202	203
I	Media	26	26	25	26.2
A	Baja	25.5	xxx	23	25
B	Media	27	xxx	23	25.3
C	Alta	Xxx	xxx	21	25
Incertidumbre ( $\text{mV Gy}^{-1}$ )					
Grupo Irradiaciones	Tasa/MOSFET	200	201	202	203
I	Media	3	3	3	3
A	Baja	2.4	Xxx	2.3	3
B	Media	4	Xxx	2.4	2.4
C	Alta	xxx	Xxx	8	2.4

**Tabla 3.12.** Valores de las sensibilidades medias de los transistores del grupo T en triodo.

Representando los resultados obtenidos, tanto en saturación como en triodo, para el transistor 202 como para el 203 se obtienen las figuras 3.21 y 3.22 respectivamente. En dichas gráficas se observa que la sensibilidad de ambos transistores no presenta dependencia significativa con la tasa de dosis al nivel de incertidumbre manejado, ya que existe un valor constante de sensibilidad que pasa por el rectángulo de error de cada uno de los puntos representados. Estos resultados concuerdan con los encontrados por Vettese et al. [VET96].



**Figura 3.21.** Sensibilidad del pMOS 202 en saturación y en triodo para diferentes valores de la tasa de dosis.



**Figura 3.22.** Sensibilidad del pMOS 203 obtenida en régimen lineal y en saturación para diferentes valores de tasa de dosis.

### 3.5.3.2. Dependencia angular

Se repitió la metodología utilizada en el estudio de la dependencia con la tasa, para los grupos de transistores A1, A2 y A3. Se desecharon para este estudio los transistores 206 y 209 por haber sufrido inyección de carga durante la manipulación. En las tablas numeradas de la 3.13 a la 3.18, se muestran los valores de la media de las sensibilidades obtenidas en cada una de las irradiaciones realizadas con el mismo ángulo de incidencia, agrupadas en los conjuntos de irradiaciones I, A, B y C.

Si se representan gráficamente cada una de las sensibilidades obtenidas con sus correspondientes incertidumbres, se puede apreciar que en ninguno de los transistores irradiados se ha encontrado dependencia alguna de la sensibilidad para las direcciones de incidencia estudiadas, irradiando con  $^{60}\text{Co}$ , al nivel de significación utilizado. Estos resultados son similares o mejoran ligeramente los encontrados en diversos trabajos en los que se estudia la dependencia angular de otros transistores utilizados como sensores dosimétricos [RAM97][SAR98][SCA98][PON01] [DON02].

Debido al elevado número de transistores estudiados, únicamente se muestra en las figuras 3.23, 3.24 y 3.25, la representación de la sensibilidad de dos transistores obtenidas en saturación y en régimen lineal. El resto de transistores mostraron un comportamiento similar.

<b>Sensibilidad transistores grupo A1 (mV Gy<sup>-1</sup>) en saturación</b>					
Grupo Irradiaciones	Ang(°)/MOSFET	204	205	206	207
I	0	30.8	31.3	29.9	31.4
A	30	30.3	32.1	29.6	29.8
B	60	31	31	31.6	30.7
C	90	30.2	32	xxx	33
Incertidumbre (mV Gy <sup>-1</sup> )					
Grupo Irradiaciones	Ang(°)/MOSFET	204	205	206	207
I	0	1.5	1.5	1.5	1.5
A	30	1.3	1.2	1.4	1.4
B	60	3	4	1.4	2.3
C	90	2.4	11	xxx	8

**Tabla 3.13.** Valores de las sensibilidades medias de los transistores del grupo A1 en saturación para las diferentes direcciones de incidencia.

<b>Sensibilidad transistores grupo A1 (mV Gy<sup>-1</sup>) en triodo</b>					
Grupo Irradiaciones	Ang(°)/MOSFET	204	205	206	207
I	0	31	31	30	31
A	30	31.4	30.8	30.5	29.5
B	60	31	32	30	32
C	90	33.3	31	xxx	30
Incertidumbre (mV Gy <sup>-1</sup> )					
Grupo Irradiaciones	Ang(°)/MOSFET	204	205	206	207
I	0	3	3	3	3
A	30	2.4	2.4	2.4	2.4
B	60	4	3	3	8
C	90	2.4	4	xxx	5

**Tabla 3.14.** Valores de las sensibilidades medias de los transistores del grupo A1 en triodo.

<b>Sensibilidad transistores grupo A2 (mV Gy<sup>-1</sup>) en saturación</b>					
Grupo Irradiaciones	Ang(°)/MOSFET	208	209	210	211
I	0	31.2	33.6	31.4	28.5
A	60	30.8	33	31.7	27
B	90	33	Xxx	34	26
C	30	28	Xxx	28	30
Incertidumbre (mV Gy <sup>-1</sup> )					
Grupo Irradiaciones	Ang(°)/MOSFET	208	209	210	211
I	0	1.5	1.5	1.5	1.5
A	60	1.0	4	2.4	4
B	90	4	Xxx	10	3
C	30	8	Xxx	7	3

**Tabla 3.15.** Valores de las sensibilidades medias de los transistores del grupo A2 en saturación para las diferentes direcciones de incidencia.

<b>Sensibilidad transistores grupo A2 (mV Gy<sup>-1</sup>) en triodo</b>					
Grupo Irradiaciones	Ang(°)/MOSFET	208	209	210	211
I	0	32	33	32	28
A	60	32	32.4	32.9	26
B	90	32.2	Xxx	31	28
C	30	32	Xxx	35	25
Incertidumbre (mV Gy <sup>-1</sup> )					
Grupo Irradiaciones	Ang(°)/MOSFET	208	209	210	211
I	0	3	3	3	3
A	60	3	2.1	2.4	5
B	90	2.4	Xxx	3	5
C	30	9	Xxx	4	3

**Tabla 3.16.** Valores de las sensibilidades medias de los transistores del grupo A2 en triodo.

<b>Sensibilidad transistores grupo A3 (mV Gy<sup>-1</sup>) en saturación</b>					
Grupo Irradiaciones	Ang(°)/MOSFET	212	213	214	215
I	0	28.1	27.2	26.6	26.7
A	90	28.4	27.2	27.0	28.0
B	30	28	25	27	25
C	60	25	27.9	24	28
Incertidumbre (mV Gy <sup>-1</sup> )					
Grupo Irradiaciones	Ang(°)/MOSFET	212	213	214	215
I	0	1.5	1.5	1.5	1.5
A	90	1.4	1.4	1.4	1.4
B	30	4	3	4	3
C	60	5	1.3	7	8

**Tabla 3.17.** Valores de las sensibilidades medias de los transistores del grupo A3 en saturación para las diferentes direcciones de incidencia.

Sensibilidad transistores grupo A3 (mV Gy <sup>-1</sup> ) en triodo					
Grupo Irradiaciones	Ang(°)/MOSFET	212	213	214	215
I	0	29	27	28	26
A	90	29	27	27	27
B	30	27.1	26	26	26
C	60	29.4	23.9	29	25.6
Incertidumbre (mV Gy <sup>-1</sup> )					
Grupo Irradiaciones	Ang(°)/MOSFET	212	213	214	215
I	0	3	3	3	3
A	90	4	3	5	3
B	30	2.4	4	3	4
C	60	2.4	2.4	4	2.4

Tabla 3.18. Valores de las sensibilidades medias de los transistores del grupo A3 en triodo.

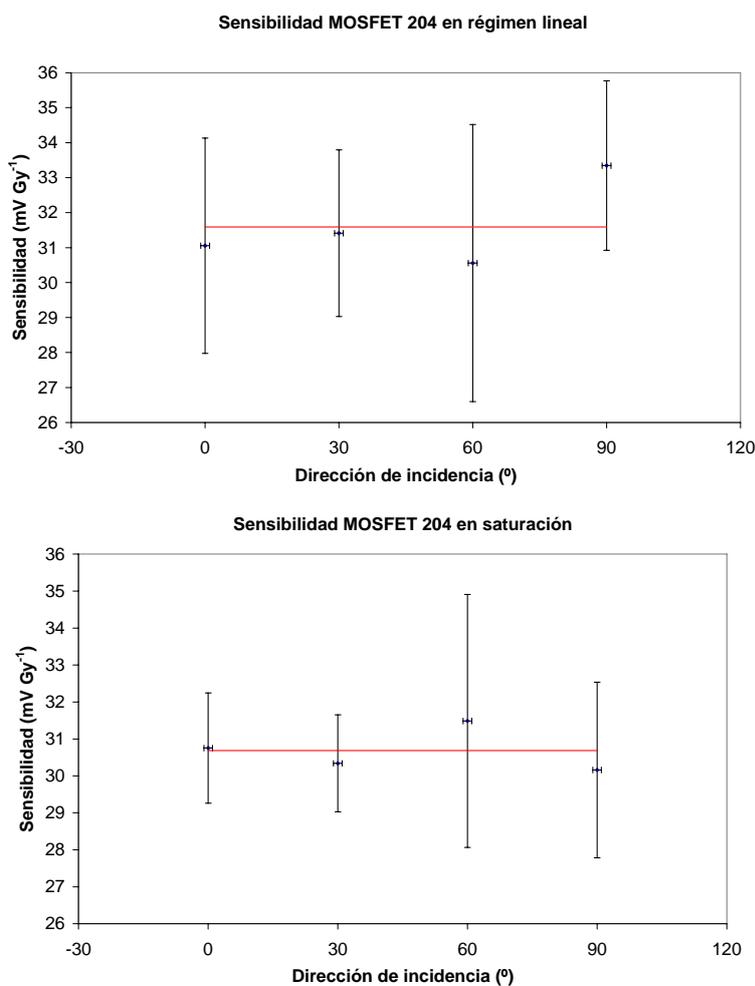
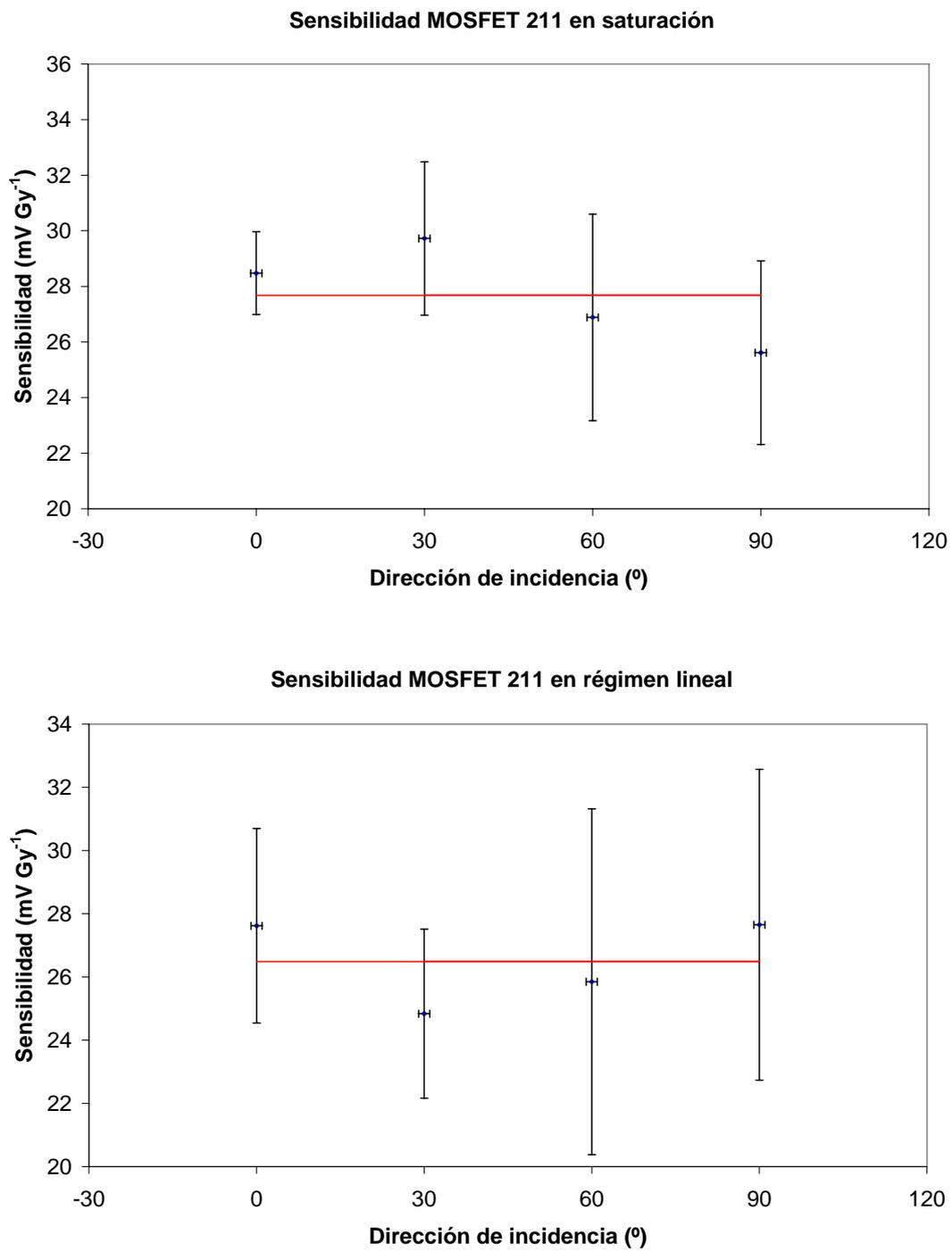
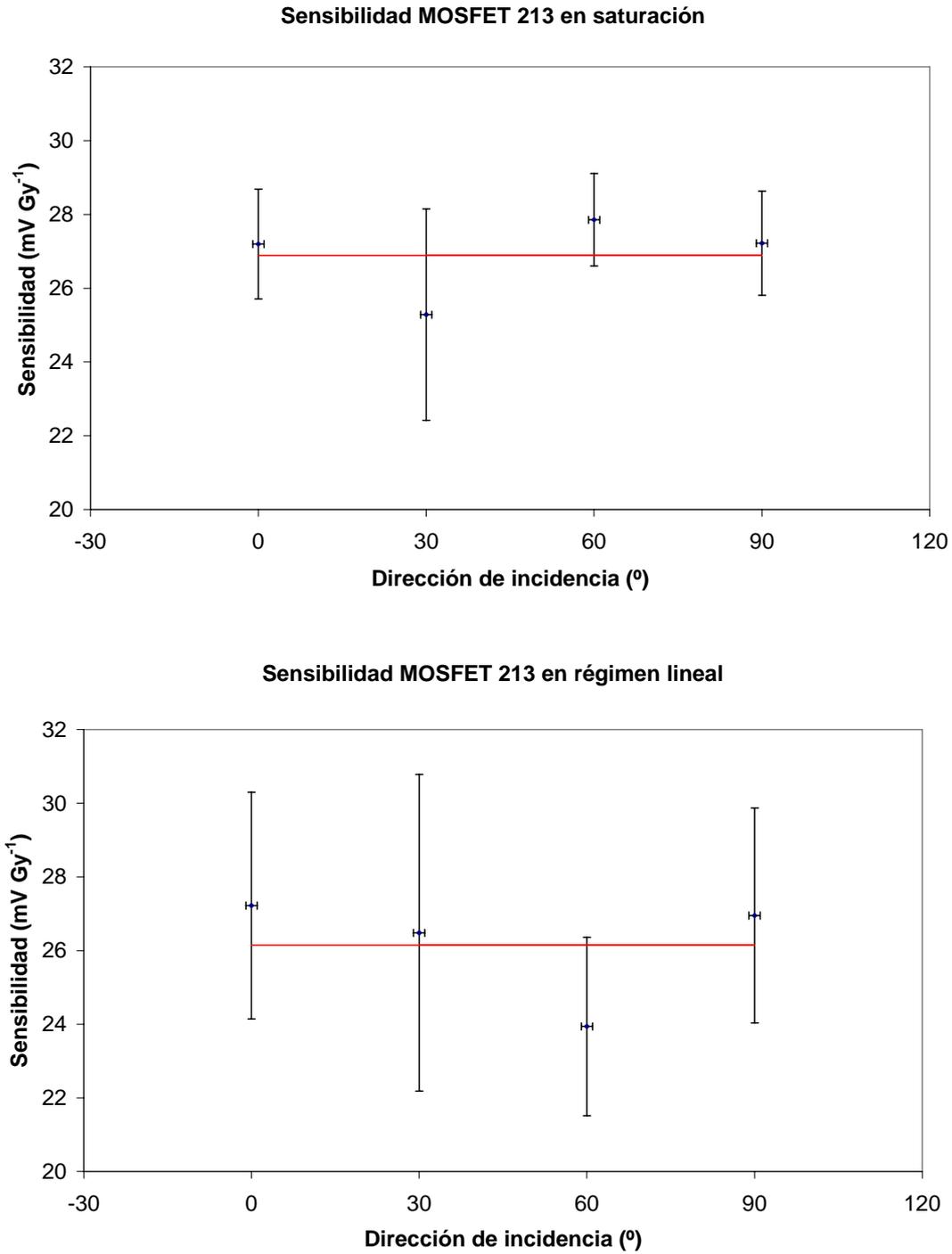


Figura 3.23. Sensibilidad del transistor 204 en saturación y en triodo.



**Figura 3.24.** Sensibilidad del MOSFET 211 en saturación y en triodo.



**Figura 3.25.** Sensibilidad del MOSFET 213 en saturación y en triodo.

### 3.5.4. Conclusiones del estudio angular y con la tasa de dosis.

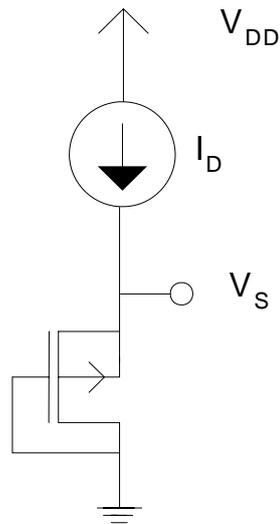
De nuestro estudio podemos concluir que no hemos encontrado dependencia significativa de la sensibilidad del transistor 3N163 irradiado con  $^{60}\text{Co}$  ni con la dirección de incidencia ni con la tasa de dosis. Uniendo esto a los precedentes de buen comportamiento lineal con la dosis, que también se han puesto de manifiesto en nuestro estudio, podemos decir que el transistor pMOSs 3N163 constituye un buen candidato como sensor dosimétrico.

## 3.6. Estudio del ruido electrónico del sensor

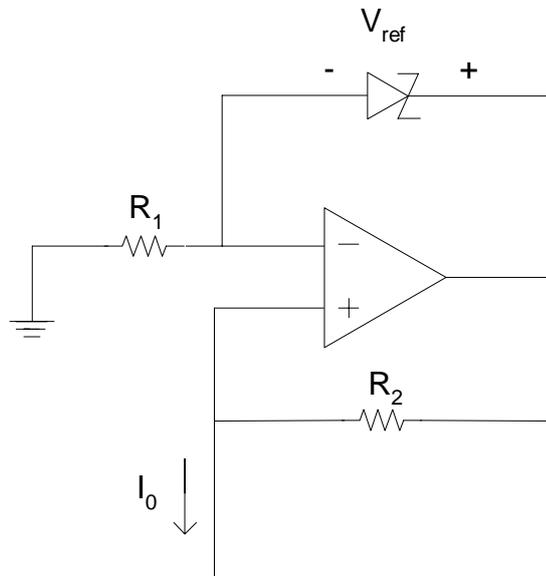
El ruido electrónico, junto a la dependencia térmica de los parámetros eléctricos, limitan la resolución de sensores dosimétricos basados en transistores pMOS [TAR96]. Es importante conocer la densidad espectral de ruido del parámetro dosimétrico y su variación con la dosis recibida. En este apartado se va a medir la densidad espectral de ruido de la tensión de fuente con el transistor en saturación, para diferentes dosis absorbidas.

### 3.6.1. Metodología

Se midió la densidad espectral de ruido,  $psd$ , de la tensión de fuente, polarizando el transistor con una corriente constante, según se muestra en la figura 3.26. Recordemos que bajo esta configuración, en la que los terminales de puerta y drenador se encuentran cortocircuitados, el transistor opera en la región de saturación. Para evitar la perturbación de la red se hizo una placa de circuito impreso que, alimentada por baterías, proporcionaba la corriente de polarización del transistor. La fuente de intensidad utilizada respondía al esquema que se muestra en la figura 3.27.



**Figura 3.26** Esquema del circuito para la lectura de la tensión de fuente.



**Figura 3.27.** Fuente de corriente.

Considerando ideal el amplificador operacional, y teniendo en cuenta que la caída de voltaje en el diodo Zener viene dada por  $V_{ref}$ , se puede demostrar que la intensidad de salida viene dada por:

$$I_0 = \frac{V_{ref}}{R_2}. \quad (3.22)$$

Se polarizó el transistor con una corriente de  $30 \mu A$ , ya que en los diferentes sistemas dosimétricos usaban corrientes de decenas de microamperios y se consideró

una intensidad adecuada para la medida de la densidad de potencia espectral del ruido del voltaje de fuente.

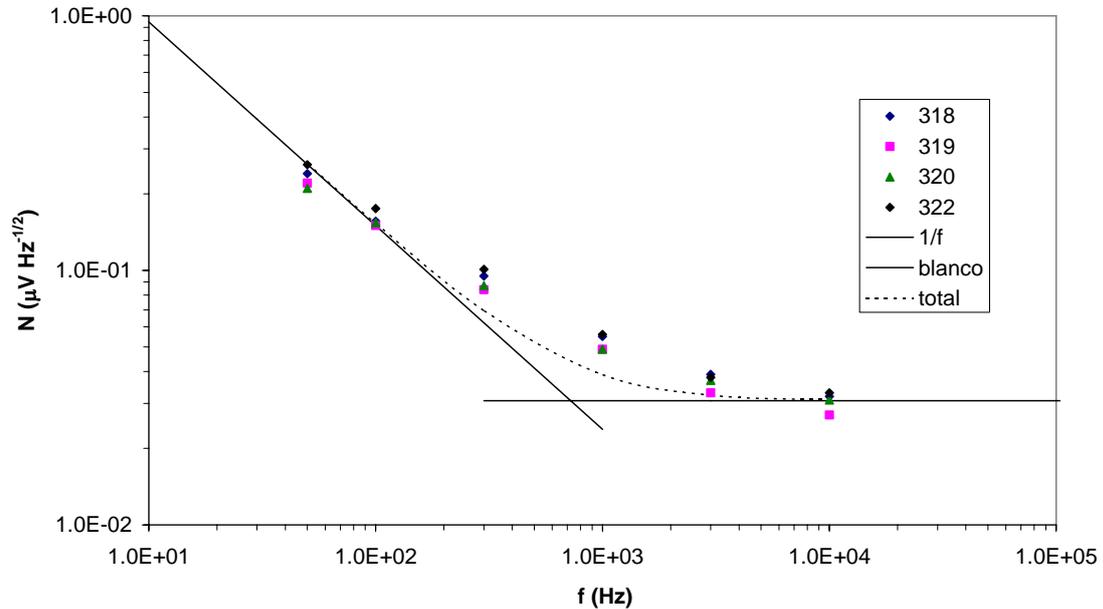
Como diodo Zener, se usó una referencia de tensión de baja deriva térmica, el circuito integrado LT1004, de Linear Technology. La tensión entre sus terminales de salida es de 1.23 V y presenta una deriva térmica de 20 ppm/°C. La resistencia  $R_2$  elegida fue también de baja deriva con la temperatura, entorno a 10 ppm/°C, y de película metálica, ya que presentan una distribución de potencia espectral ruido menor que las de carbón o semiconductor.

Se conectó el transistor a medir a la salida de dicha fuente de corriente y todo el conjunto se introdujo en la caja de test 16058A, similar a la utilizada en la caracterización de la respuesta del transistor a la radiación. Como se mencionó anteriormente, este instrumento consiste básicamente en una caja de Faraday con conexiones externas del tipo BNC conectadas con los terminales internos, permitiendo adquirir señales del circuito que se encuentra alojado en su interior. Una vez polarizado el transistor y aislado eléctricamente del exterior, dentro de lo posible, se procedió a medir la densidad espectral de ruido. Para ello se usó un amplificador Lock-in EG&G-7260, de la casa EG&G-Instruments (USA).

Se midió la densidad espectral de ruido de cinco transistores, numerados del 318-322, después de ser irradiados. Durante el proceso de caracterización el transistor 321 sufrió daños por inyección fortuita de carga, por lo que se prescindió de él para el estudio.

### **3.6.2. Resultados experimentales y discusión**

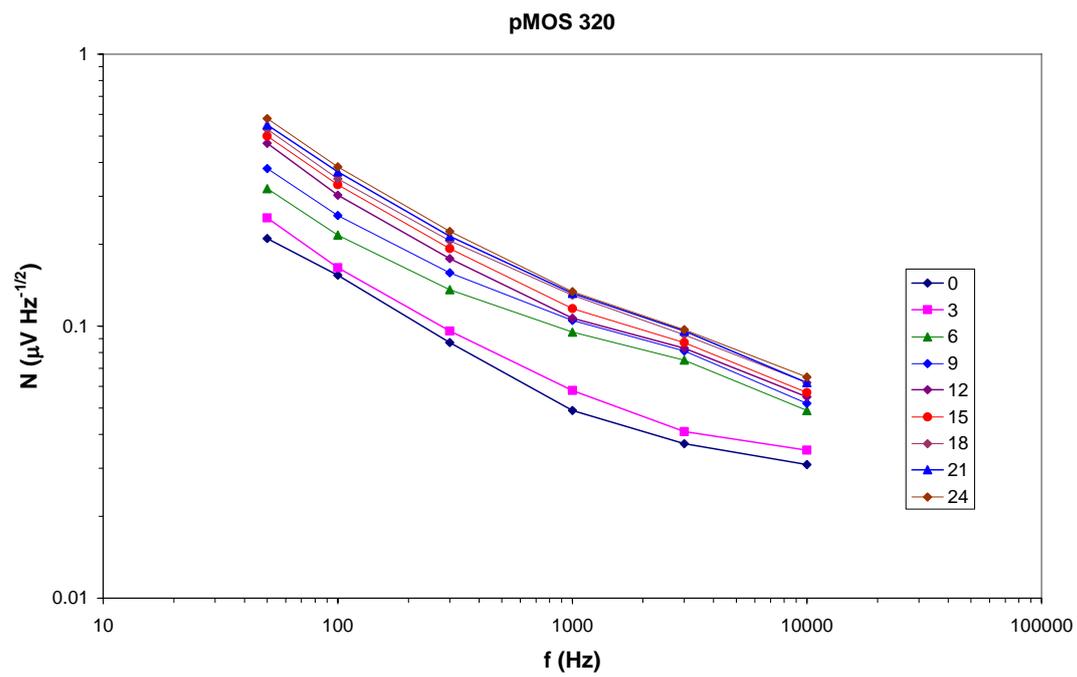
Representando gráficamente la densidad de potencia espectral de los diferentes transistores antes de ser irradiados, se obtiene la figura 3.28. En ella se han superpuesto las componentes de ruido 1/f y blanco típicas de estos dispositivos.



**Figura 3.28.** Densidad espectral de ruido de los transistores sometidos a estudio antes de ser irradiados.

Es de esperar que la densidad de potencia espectral del ruido aumente al ser irradiado, ya que se crean nuevas trampas en las proximidades de la interfase Si-SiO<sub>2</sub>, que contribuyen a la componente de ruido 1/f de la tensión de fuente. En la figura 3.29 se muestra la densidad espectral de ruido de uno de los transistores estudiados, para diferentes dosis. Las medidas del resto de transistores resultaron similares a la figura 3.29. La densidad de potencia espectral del ruido de la tensión de fuente aumenta al hacerlo la dosis acumulada, lo que conllevará una pérdida de resolución del sensor [TAR96].

Como se puede apreciar en la figura 3.29, la densidad espectral de ruido de la tensión de fuente medida a corriente constante, se reduce al aumentar la frecuencia. Por lo tanto, si conseguimos medir a frecuencias elevadas se reducirá el ruido de la medida.



**Figura 3.29.** Densidad espectral de ruido del pMOS-320, para diferentes dosis (en Gy).

---

# Capítulo 4: Simulación de la respuesta del sensor

---

En este capítulo se expone el desarrollo de una herramienta de simulación Monte Carlo, diseñada para la predicción y el análisis de la respuesta del sensor dosimétrico bajo diferentes condiciones de irradiación.

## 4.1. Métodos de simulación Monte Carlo

Los problemas de transporte de partículas y de interacción radiación-materia pueden resolverse a partir de la ecuación de Boltzmann. Sin embargo, únicamente en sistemas con una geometría sencilla, es posible la resolución numérica o analítica de dicha ecuación. Gracias a la aparición del computador, en los años 50, se produjo un gran desarrollo de métodos numéricos que, utilizando números aleatorios, resolvían problemas de muy diversa índole, en particular, los que acabamos de mencionar. Así, surgieron los métodos de simulación Monte Carlo (MC). El carácter aleatorio de ocurrencia de las interacciones entre la radiación y la materia hace que la resolución mediante métodos Monte Carlo sea muy apropiada para este problema.

Una partícula de alta energía desplazándose en un medio material sufrirá una serie de interacciones que causarán cambios de dirección, pérdidas de energía, y en algunos casos, generación de partículas secundarias. Para modelar estos procesos, se introduce el concepto de sección eficaz, que da cuenta de la probabilidad de ocurrencia de los diferentes mecanismos de interacción. Debido a que son procesos de interacción eminentemente estocásticos, resulta imposible una solución exacta del problema. Los

métodos de simulación MC permiten encontrar soluciones a los problemas planteados, utilizando las distribuciones de probabilidad de las secciones eficaces correspondientes a las diferentes interacciones. Estas soluciones están afectadas por un error estadístico que tiene que ver fundamentalmente, con el número de historias simuladas. El seguimiento completo de una partícula hasta que es absorbida por el medio, incluyendo las partículas secundarias que hayan podido crearse durante su recorrido, es lo que se conoce como historia. Cada simulación completa de una partícula, proporciona una solución individual del problema. La solución final será una serie de distribuciones de probabilidad o histogramas constituidos por las soluciones particulares de las diferentes historias. La incertidumbre de la solución, será menor cuanto mayor sea el número de historias simuladas.

A partir de las secciones eficaces, se puede calcular el camino libre medio entre interacciones para la partícula simulada, así como qué tipo de interacción tiene lugar, la pérdida de energía, el cambio en la dirección y el tipo y el estado inicial de las partículas secundarias generadas. La distancia recorrida entre interacciones depende, en gran medida, de la carga de la partícula. En el caso de fotones, cuya carga es neutra, el número medio de interacciones por historia es relativamente reducido, en comparación con el número de interacciones producidas en la trayectoria de partículas cargadas como electrones o positrones. En general, un fotón será absorbido en un proceso fotoeléctrico, después de una serie de interacciones Compton, o tras la creación de un par electrón-positrón. Simular la interacción detallada de la historia de un fotón es posible con los computadores disponibles en la actualidad, siguiendo el orden cronológico de la sucesión de las diferentes interacciones.

Sin embargo, la gran cantidad de interacciones que sufre por historia una partícula cargada de alta energía, hacen inviable la simulación detallada de todas y cada una de ellas. Un electrón con energías del orden de MeV, pierde sólo unas decenas de eV por interacción, siendo necesarias una gran cantidad de éstas para su total absorción. Sólo si la energía de la partícula cargada es reducida, del orden de 100 keV a lo sumo, es posible realizar una simulación detallada de la historia de la misma en un tiempo razonable. La mayoría de los códigos de simulación MC del transporte de la radiación en medios materiales, como MCNP [BRI77], EGS4 [NEL85], ETRAN [BER88], ITS3 [HAL92], EGSnrc [KAW00], Geant3 [BRU86], Geant4 [AGO03], PENELOPE

[SAL06], etc., usan teorías de dispersión múltiple, que permiten simular el efecto promedio de una gran número de interacciones en un tramo de trayectoria determinado.

## 4.2. El código PENELOPE

La herramienta de simulación desarrollada se basa en el código PENELOPE, *PENetration and Energy LOss of Positrons and Electrons*, que consiste en un conjunto de subrutinas escritas en Fortran77 que permiten la simulación MC del transporte e interacción de electrones, positrones y fotones con la materia. Originariamente, no se implementaron las interacciones con fotones, por lo que no se hace alusión a estas partículas en la denominación original del código. Fue presentado por Baró et al. [BAR95] en 1995. Está basado en un modelo de dispersión que incluye bases de datos y modelos analíticos de las secciones eficaces de las diferentes partículas. La energía de éstas debe estar comprendida entre unos centenares de eV y 1 GeV. Se pueden encontrar diversos trabajos, como por ejemplo. [SEM01][SEM03][FER07], donde se muestra la fiabilidad de los modelos de interacción y algoritmos de seguimiento de partículas usados en este código. El código PENELOPE es más apropiado que otros códigos MC para la simulación de sistemas con delgadas capas en su geometría, como puede ser el óxido de puerta del MOSFET, ya que permite utilizar un método mixto que se describirá a continuación.

### 4.2.1. Simulación de eventos

En el código PENELOPE, la simulación de historias de electrones y positrones, y el transporte de fotones se realiza mediante dos algoritmos diferentes.

El de transporte de fotones se simulan de forma detallada, teniendo en cuenta los siguientes procesos: dispersión coherente (*Rayleigh*), dispersión incoherente (*Compton*), absorción fotoeléctrica y absorción mediante la creación de pares electrón-positrón.

Para simular el transporte de electrones y positrones se usa un método mixto, a caballo entre la simulación detallada, simulando cada una de las interacciones, y la aproximación de dispersión múltiple. Se distinguen dos tipos de interacciones:

- Interacciones *duras*: Se definen como aquellas interacciones en las que se producen ángulos de dispersión,  $\theta$ , y pérdidas de energía,  $W$ , superiores a ciertos valores determinados,  $\theta_c$  y  $W_c$ .
- Interacciones *blandas*: Son aquellas en las que el ángulo de dispersión y las pérdidas de energía son inferiores a los valores umbral definidos anteriormente.

Todas las simulaciones de interacciones duras se realizan de forma detallada. El conjunto de interacciones blandas sufridas por electrones y positrones entre dos eventos duros consecutivos se simulan como un único evento, introducido artificialmente, que incluye el efecto global de todas esas colisiones blandas. Existe un parámetro,  $s_{\max}$ , que limita el valor máximo del recorrido entre dos interacciones consecutivas. Si el resultado del sorteo de un salto de una partícula resulta mayor que  $s_{\max}$ , sólo se deja avanzar la partícula una distancia  $s_{\max}$ , y se sortea un nuevo salto. Si por el contrario, el salto obtenido mediante el sorteo es inferior a  $s_{\max}$ , la partícula avanza la distancia obtenida en el sorteo. Para simular regiones delgadas, se deberá tomar  $s_{\max}$ , al menos una décima parte de la menor de las dimensiones, de modo que se garantiza que una partícula que atraviese dicha región sufra al menos 10 interacciones en su interior.

Este procedimiento mixto de simulación no introduce errores significativos en la energía depositada por la partícula ni en su trayectoria. Además, la simulación proporciona resultados similares para diferentes valores de  $\theta_c$  y  $W_c$ , por lo que podremos reducir considerablemente el tiempo de cálculo tomando valores umbrales más elevados.

#### **4.2.2. Operación del código, materiales y geometría**

El PENELOPE es un conjunto de subrutinas, como ya se ha mencionado anteriormente, por lo que el usuario debe crear un programa principal que controle la simulación de la historia de cada partícula. El programa principal deberá estar diseñado en particular para el problema que desea resolver.

El estado de cada partícula queda determinado por una serie de variables: tipo de partícula, energía, posición, dirección de movimiento (dada por los cosenos directores) y material en el que se encuentra. También se usan otras variables auxiliares, como la situación de la partícula dentro de la geometría del sistema, una matriz de 5 elementos que describen el origen de las partículas secundarias y una etiqueta que nos indica el peso de la partícula y que tiene utilidad si se usan técnicas de reducción de varianza, que se describirán a continuación. Las diferentes variables referentes de la historia de una partícula se actualizan dentro de las rutinas del código PENELOPE, así como las variables de las partículas secundarias generadas a partir de la historia principal.

El código PENELOPE incorpora una base de datos que contiene un conjunto de 279 materiales y en la que se incluyen los diferentes elementos químicos con número atómico  $Z$  comprendido entre 1 y 92. Si se desea simular un material que no esté disponible en la base de datos, se puede generar por el propio usuario. Para ello basta con conocer la composición química del material, incluyendo los diferentes índices estequiométricos, y su densidad. Para calcular las secciones eficaces en el nuevo material se asume la aproximación de aditividad, según la cual, las secciones eficaces se obtienen como la suma ponderada al índice estequiométrico de las secciones eficaces de los elementos que lo componen.

Para cada material y tipo de partícula, el usuario debe definir la energía de absorción,  $E_{abs}$ . Si la energía de la partícula, tras una interacción, resulta inferior a la  $E_{abs}$ , se considerará absorbida, depositando su energía en el material en el que se ha producido dicha interacción. La base de datos del PENELOPE está limitada a energías superiores a 100 eV, por lo que la energía de absorción deberá ser superior a este valor.

La simulación de electrones y positrones está controlada por una serie de parámetros, que se definen para cada material:

- $C_1$ : Es la deflexión angular media producida en una dispersión elástica múltiple a lo largo de una trayectoria de longitud igual al camino libre medio entre dos eventos elásticos duros consecutivos. Su valor máximo es 0.2.
- $C_2$ : Es el máximo valor de la fracción de energía perdida media entre dos eventos elásticos duros consecutivos. Su valor máximo es 0.2

- $W_{CC}$ : Es el valor de corte para la pérdida de energía en colisiones elásticas duras.
- $W_{CR}$ : Es el valor de corte para la pérdida de energía en procesos duros de emisión de radiación de frenado.

En la definición de estos parámetros se ha de buscar un compromiso entre la velocidad de simulación y la exactitud de la misma. Si los valores de los parámetros anteriores son elevados, la simulación será muy rápida, pero la solución obtenida puede distar de la solución real.

La geometría del sistema se crea mediante volúmenes originados por intersecciones de superficies definidas mediante cuádricas. A cada volumen se le asigna un índice de material, para indicar qué material lo ocupa. PENELOPE incluye un paquete de subrutinas, PENGEOM, con el que se identifica en qué volumen se encuentra la partícula, a partir de sus coordenadas espaciales. Además nos permite identificar los cambios de medio material y los desplazamientos de las partículas.

### 4.3. Método de Colonias de Hormigas

El objetivo es desarrollar una herramienta con la que seamos capaces de predecir la dependencia angular de la respuesta de un MOSFET utilizado como sensor dosimétrico.

#### 4.3.1. Motivación

Como se ha descrito en capítulos anteriores, el incremento de tensión umbral es proporcional a la dosis absorbida en el óxido de puerta del dispositivo. Por lo tanto, mediante el código de simulación deberemos determinar la energía absorbida por este material. El principal problema que nos encontramos es que el óxido de puerta es extremadamente delgado, inferior a  $1\ \mu\text{m}$ , en comparación con el encapsulado del transistor, cuyas dimensiones son del orden de algunos mm. Por lo tanto, es necesario simular un elevado número de historias para que se produzca un número suficiente de

interacciones en el SiO<sub>2</sub> y obtener así datos estadísticamente significativos. En estos casos, resulta muy ventajoso aplicar Técnicas de Reducción de Varianza, TRV. Dos de las más usadas son el *Splitting* (Sp) y la ruleta rusa (Rr). Al aplicar el Sp una partícula de peso estadístico  $w$ , se divide en  $n$  partículas de peso  $w/n$ . Cada una de estas nuevas partículas se simula de forma individualizada. La Rr rusa consiste en aniquilar la partícula con una probabilidad  $r$ . Si tras el sorteo la partícula sobrevive, se incrementa su peso estadístico en un factor  $1-r$ . El Sp se debe aplicar en las inmediaciones y en el volumen problema, mientras que la ruleta rusa se ha de aplicar en zonas alejadas del mismo, donde la probabilidad de alcanzar el volumen de interés sea reducida. De esta forma, al aplicar Sp se incrementa el número de interacciones en las proximidades del volumen problema, en las que las partículas involucradas poseen una elevada probabilidad de alcanzarlo. Por el contrario, al aplicar Rr se reduce el número partículas simuladas que tienen poca probabilidad de alcanzar el volumen deseado, acelerando la simulación. Con el uso simultáneo de ambas técnicas se puede conseguir obtener una variancia más reducida con un tiempo de cálculo menor, además de garantizar que los resultados finales no estén sesgados.

Para aplicar estas técnicas de reducción de varianza hay que conocer la probabilidad de alcanzar el volumen de detección en función de las variables que definen a la partícula, como su posición, energía, dirección de movimiento, etc. Si se aplica en Sp o la Rr en zonas equivocadas, puede incrementarse la varianza en la zona problema al igual que el tiempo de simulación.

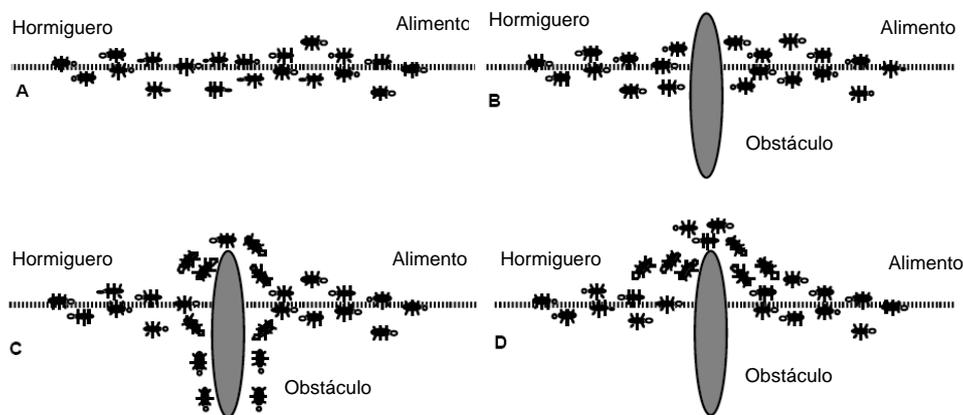
En el caso de un transistor MOSFET, en el que el óxido de puerta es extremadamente delgado en comparación con el resto de dimensiones del dispositivo, la duración de la simulación resulta excesiva, incluso aplicando Sp y Rr. En el trabajo desarrollado por Panettieri et al. [PAN07] se simula mediante PENELOPE el dosímetro comercial TN502RD. Para obtener resultados aceptables, dentro de un tiempo de cálculo razonable, se ven obligados a simular un óxido de espesor  $50 \mu m$ , cuando el espesor real es del orden de  $0.5 \mu m$ , incluso usando TRV como el Sp.

Para reducir el tiempo de nuestras simulaciones, se implementó un nuevo algoritmo, basado en el comportamiento que presentan las hormigas de una colonia cuando se disponen a buscar comida. Este algoritmo recibe el nombre de ACM, *Ant Colony Method*, y fue introducido por Dorigo et al. [DOR96] en 1996. En este primer

trabajo se resolvió el típico problema del vendedor que tiene que visitar el mayor número de ciudades recorriendo el camino más corto.

### 4.3.2. Descripción del algoritmo

El algoritmo ACM se basa en el proceso de búsqueda de alimento por parte de una colonia de hormigas. Al inicio de la búsqueda las hormigas hacen recorridos aleatorios explorando el terreno. Durante el trayecto, cada hormiga va dejando un rastro de feromona, que es una sustancia química detectable por el resto de la colonia. Si encuentra comida, repite el trayecto, de manera que queda marcado con un nivel de feromonas superior al resto. Las demás integrantes de la colonia seguirán el camino que tenga mayor nivel de feromona, marcando aún más el camino que conduce hacia el alimento. Como resultado de esta realimentación positiva, queda marcado el camino que une el hormiguero y la comida.

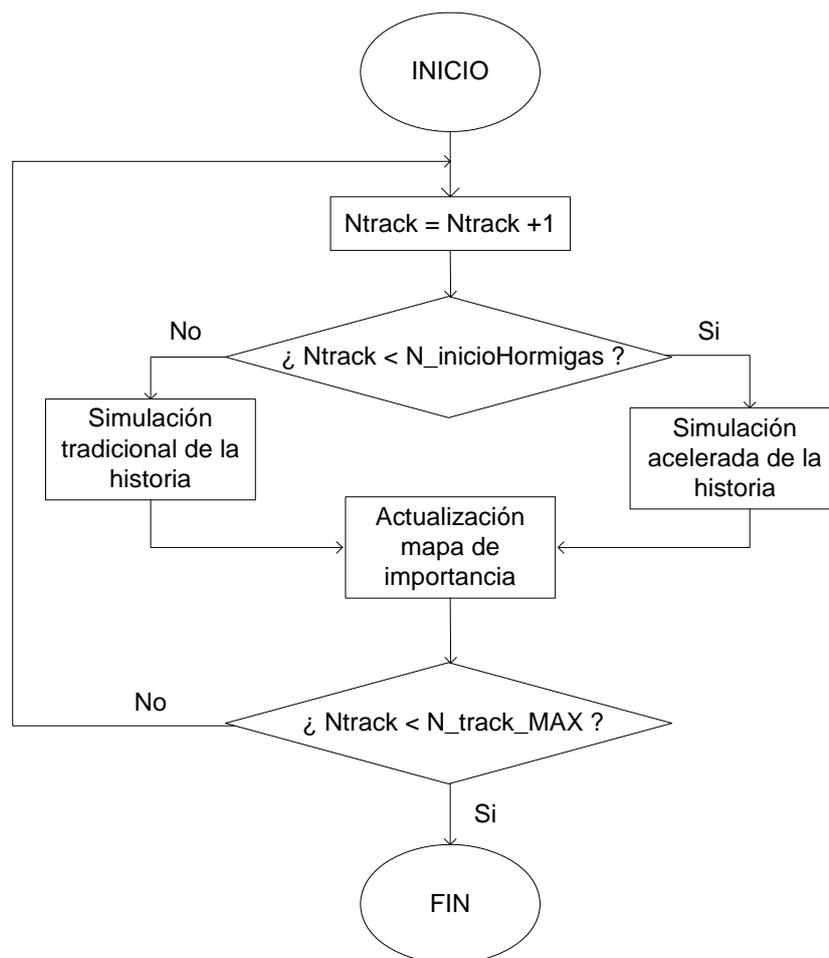


**Figura 4.1.** Esquema gráfico del algoritmo ACM, en el que se muestra cómo un conjunto de hormigas salvan un obstáculo por el camino más favorable [DOR96]. (A) Las hormigas parten del hormiguero en busca de alimento. (B) Encuentran un obstáculo (C) Se plantean los posibles caminos para salvar dicho obstáculo. (D) El camino más favorable queda marcado con un nivel de feromonas superior, y es el seguido por la mayoría de las hormigas.

En nuestro caso, el papel de las hormigas lo juegan las partículas que forman el haz de radiación al que se somete al MOSFET. Para identificar los diferentes itinerarios seguidos por las partículas, se divide el espacio en una red de celdas virtuales. En cada una de estas celdas se define un parámetro, la *importancia* ( $I$ ), que juega el papel del nivel de feromona en las colonias de hormigas. Se puede construir un mapa de

importancia representando el valor de este parámetro en cada una de las celdas en las que se ha dividido el espacio. El mapa de importancia puede tener tantas dimensiones como se estime necesario, no únicamente espaciales; además se pueden añadir nuevas dimensiones como la energía de la partícula, dirección de movimiento, material, etc.

Al inicio del algoritmo, todos los itinerarios son equiprobables, por lo que la importancia en cada una de las celdas en las que se ha dividido el sistema tiene el mismo valor. Antes de aplicar el ACM, se han de simular un suficiente número de historias para inicializar el mapa de importancia. Una vez obtenido un primer mapa de importancia, se aplica el ACM pasando a simular de forma acelerada. Durante la simulación, el mapa de importancia se va actualizando, en función de los resultados obtenidos.

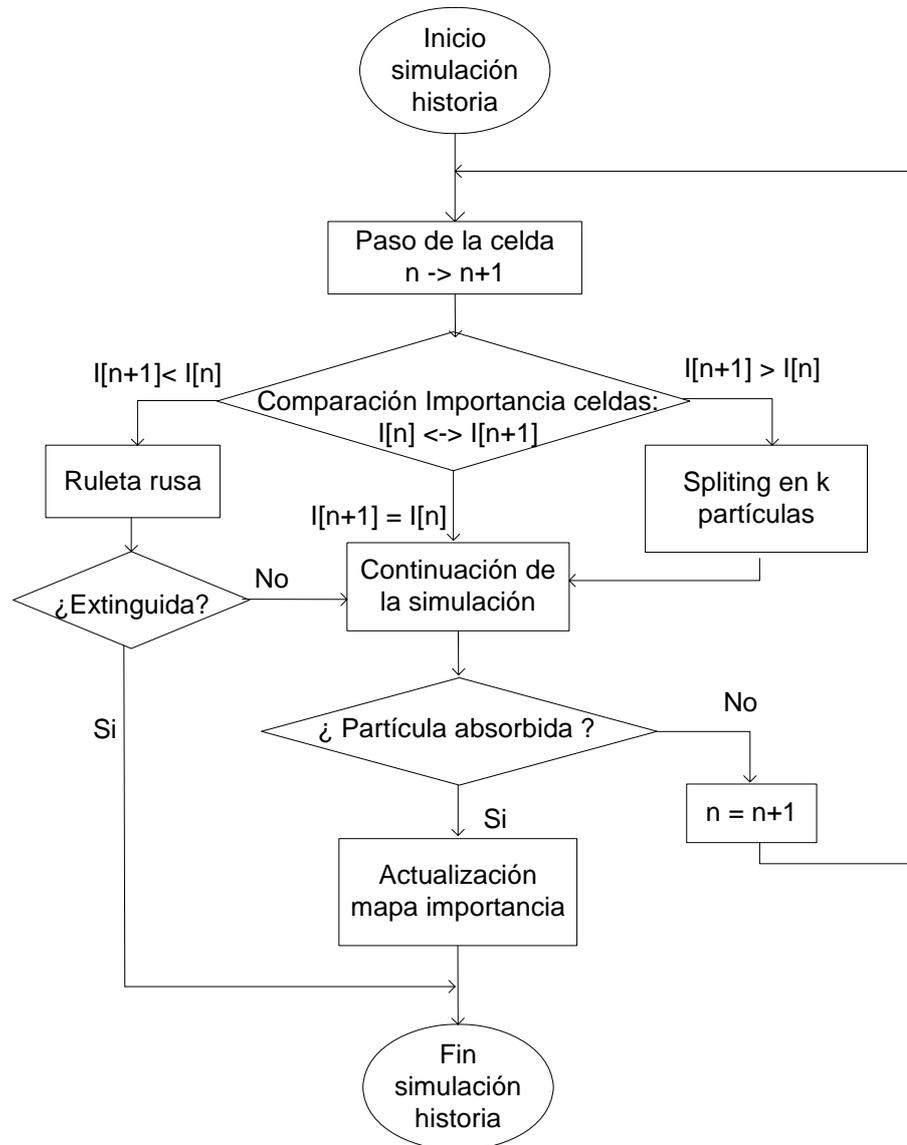


**Figura 4.2.** Diagrama de flujo de la aplicación del ACM a la resolución de un problema. Con *track* se ha denotado la simulación de la historia de una partícula.

### 4.3.3. Implementación del ACM en códigos basados en PENELOPE

Para aplicar el algoritmo ACM se ha de establecer una correspondencia entre el modelo y el problema a resolver. García-Pareja et al. [GAR06] aplicaron el ACM a la simulación de un acelerador de lineal de electrones de uso clínico mediante un código basado en PENELOPE, estableciendo la siguiente analogía: Las partículas (hormigas) parten de la fuente (hormiguero), atraviesan todo el sistema de colimadores y filtros hasta que alcanzan el área de tratamiento (alimento).

Al comienzo de la simulación, la importancia de cada celda se inicializa a 1. Una vez que un determinado número de partículas alcanza el volumen problema y se considera que se ha inicializado el mapa de importancia, se comienza la simulación tal y como muestra el diagrama de flujo de la figura 4.2. Básicamente, el algoritmo ACM aplicado al código PENELOPE consiste en decidir en qué condiciones aplicar  $R_r$  y en cuales  $S_p$ . Si una partícula cruza de una celda de menor importancia a otra cuya importancia es superior, se aplica el  $S_p$ . Por el contrario, si en la transición de celda se reduce la importancia se aplica  $R_r$ . El mapa de importancia se va actualizando durante la simulación, de modo que el sistema va evolucionando hacia la solución. En la figura 4.3 se muestra el diagrama de flujo del ACM aplicado a las técnicas de reducción de varianza  $S_p$  y  $R_r$ .



**Figura 4.3.** Aplicación del ACM a la simulación de partículas en PENELOPE.

Para definir la importancia de cada una de las celdas, se introdujo un nuevo parámetro,  $P(i)$ , que se define como la fracción de partículas que habiendo pasado por la celda  $i$ -ésima, alcanzan el óxido de puerta. La definición de la importancia resulta crítica en la reducción de la varianza y el tiempo de cálculo. Si se define de forma equivocada se puede incrementar tanto el tiempo de simulación como la incertidumbre de la variable que queremos calcular, en nuestro caso, la energía absorbida en el óxido. Para encontrar la solución a nuestro problema, definimos la importancia como:

$$I(i) = 2^k, \quad (4.1)$$

con,

$$k = \begin{cases} \left[ 5 \frac{P(i)}{P(0)} - 5 \right] & \text{si } P(i) \leq P(0) \\ \left[ 7 \frac{P(i) - P(0)}{1 - P(0)} \right] & \text{si } P(i) > P(0) \end{cases}. \quad (4.2)$$

Los corchetes indican que se ha de tomar la parte entera del número real contenido en su interior, y  $P(0)$  es la fracción de partículas que abandonan la fuente y alcanzan el óxido de puerta que ha de ser calculado en la inicialización del mapa de importancia, es decir, antes de aplicar el ACM. La  $P(i)$  de las demás celdas se va actualizando durante la simulación. Para aplicar el algoritmo, además de la importancia de la celda en la que se encuentre la partícula, tendremos en cuenta el peso estadístico de dicha partícula,  $w$ :

- Si  $I(i) \cdot w > 1$ , se aplica Sp, obteniendo un número de nuevas partículas,  $s$ , con  $s = I(i) \cdot w$ . El peso un peso estadístico de estas nuevas partículas, viene dado por  $w' = w/s = [I(i)]^{-1}$ .
- Si  $I(i) \cdot w < 1$ , se usa Rr con una probabilidad de aniquilar la partícula  $r = 1 - I(i) \cdot w$ . Si la partícula sobrevive, se incrementa el peso de la misma:  $w' = w/(1 - r) = [I(i)]^{-1}$ .
- Si  $I(i) \cdot w = 1$ , no se aplica ni Sp ni Rr, y continúa la simulación.

Con la definición de la importancia mostrada anteriormente, García-Pareja et al. [GAR06] compararon la simulación de un acelerador de uso clínico con ACM, con la simulación tradicional sin aplicar TRV. Los resultados obtenidos mediante ambos métodos resultan similares, sin embargo, para alcanzar un mismo nivel de incertidumbre, la simulación no acelerada invierte cuarenta veces más tiempo de CPU que la simulación en la que se ha implementado el ACM. Para valorar la mejora del tiempo de cálculo y la varianza obtenida se definió una figura de mérito, la *eficiencia*, que se define como [GAR06]:

$$\varepsilon = \frac{1}{\sigma^2 T_{CPU}}, \quad (4.3)$$

donde,  $\sigma^2$  es la varianza calculada en la simulación y  $T_{CPU}$  el tiempo de cálculo. A mayor tiempo de cálculo, menor deberá ser la varianza para mantener constante la eficiencia. Como la varianza es, aproximadamente, inversamente proporcional al número de historias, y el tiempo de cálculo será proporcional a número de éstas, la eficiencia será prácticamente constante en la simulación a partir de un número considerable de historias simuladas. En el trabajo de García-Pareja et al., la eficiencia de la simulación acelerada con el ACM es del orden de 100 veces superior a la eficiencia de la simulación sin acelerar.

La aplicación de este algoritmo resulta ventajosa en la simulación de determinados sistemas, generalmente, en aquellos de geometría compleja, siempre y cuando se defina correctamente la importancia y la inicialización del mapa de importancia se realice con un número suficiente de historias.

## 4.4. Determinación de la dependencia angular

Durante un tratamiento de radioterapia, la orientación del sensor respecto a la fuente puede sufrir variaciones, por lo que es deseable conocer la dependencia de la respuesta del transistor en función de la dirección de incidencia del haz. Esto se deberá estudiar para los haces de radiación más comunes en radioterapia.

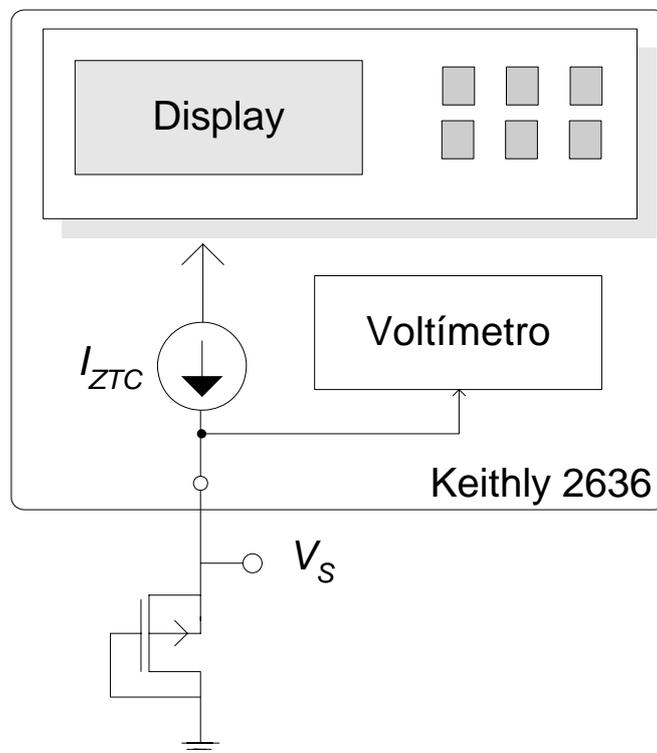
### 4.4.1. Descripción del estudio

Se pretendió determinar la dependencia radial de transistor 3N163 para la fuente de Co-60 modelo Theratron-780 y el acelerador lineal de electrones, Siemens Mevatron KDS, que son los disponibles en la unidad de Radioterapia del Hospital Universitario San Cecilio de Granada. El trabajo comprende la simulación del sistema, incluyendo la elaboración de la geometría y un modelo para las fuentes de radiación; así como la obtención de medidas experimentales para validar los resultados obtenidos mediante la

simulación. Además, se va a estudiar mediante simulación el efecto de la retrodispersión del maniquí sobre la sensibilidad del transistor para diferentes ángulos de incidencia.

#### 4.4.2. Dispositivo experimental y planificación de las irradiaciones

El incremento de tensión umbral en un transistor MOSFET se puede medir mediante el incremento de la tensión de fuente a corriente constante, como ya se mostró en capítulos anteriores. El transistor ha de operar en la región de saturación para lo que se cortocircuitan los terminales de puerta y drenador, y fuente y sustrato. Para reducir el efecto de la temperatura, se va a alimentar el transistor a la corriente  $I_{ZTC}$ . Para polarizar el transistor MOSFET se usó el Keithley-2636, que es un instrumento capaz de proporcionar una corriente muy estable, con un error del 0.03% con un mínimo de  $20 \text{ fA}$ . Al mismo tiempo, puede medir la tensión entre sus terminales de salida con una resolución del 0.015%, con un valor mínimo de  $1 \mu\text{V}$ . En la figura 4.4 se muestra un esquema del montaje experimental.



**Figura 4.4.** Esquema del montaje experimental para la medida del incremento de tensión umbral.

Se irradiaron un total de 18 transistores. Como fuentes de irradiación, se usaron el acelerador lineal de electrones Siemens Mevatron KDS, con calidades de fotones de 6 y 18MV, y el Theratron-780. Los transistores se colocaron en el isocentro de las diferentes fuentes, situado a 80 cm del cabezal en la máquina de cobalto, y a 100 cm en el acelerador. Los campos de irradiación utilizados fueron  $30 \times 30 \text{ cm}^2$  para el Theratron-780 y  $10 \times 10 \text{ cm}^2$  para el acelerador.

Los transistores fueron soldados sobre una placa de circuito impreso. Para simular al paciente se usó un conjunto de láminas de “agua sólida” (material sintético de densidad unidad) formando un maniquí de volumen  $25 \times 25 \times 10.5 \text{ cm}^3$ , sobre el que se colocaron los MOSFETs.

Los 18 transistores se agruparon en seis grupos de tres elementos. Cuatro de ellos se usaron para determinar la dependencia radial en el acelerador, dos para fotones generados con 6 MV (grupos A y B) y otros dos para 18 MV (B y C). Los dos grupos restantes (D y E) se irradiaron en el Theratron-780. Cada grupo de transistores fue pre-irradiado para inicializar la densidad de carga en el óxido, de modo que fuese aproximadamente igual entre los integrantes de un mismo grupo de transistores. En el acelerador se suministró un total de 15 unidades de monitor (u.m.) y en el Theratron-780, 15 Gy a 0.5 cm de profundidad en agua.

Una vez ecualizada la densidad de carga en el óxido, se procedió a irradiar los transistores con ángulos de incidencia de  $0^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $60^\circ$  y  $90^\circ$ . Para minimizar la pérdida de sensibilidad, se calibró cada grupo de MOSFETs con incidencia normal antes de la irradiación con el ángulo correspondiente. La sensibilidad obtenida con esta dirección de incidencia se normalizó con la sensibilidad bajo incidencia normal determinada previamente. En la tabla 4.1, se resumen las condiciones de las diferentes sesiones de irradiación de los diferentes grupos de transistores.

Fuente	Energía	Grupo	Sesión de irradiación					
			1	2	3	4	5	6
Acelerador	6MV	A	$0^\circ$	$30^\circ$	$0^\circ$	$60^\circ$	$0^\circ$	$90^\circ$
		B	$0^\circ$	$60^\circ$	$0^\circ$	$90^\circ$	$0^\circ$	$30^\circ$
	18MV	C	$0^\circ$	$30^\circ$	$0^\circ$	$60^\circ$	$0^\circ$	$90^\circ$
		D	$0^\circ$	$60^\circ$	$0^\circ$	$90^\circ$	$0^\circ$	$30^\circ$
Co-60	1.25MeV	E	$0^\circ$	$30^\circ$	$0^\circ$	$60^\circ$	$0^\circ$	$90^\circ$
		F	$0^\circ$	$60^\circ$	$0^\circ$	$90^\circ$	$0^\circ$	$30^\circ$

**Tabla 4.1.** Planificación de irradiaciones.

Los transistores irradiados en el acelerador se expusieron a 3 u.m. en cada sesión. Al inicio y fin de cada sesión se realizó un control del acelerador midiendo la carga generada en la cámara de ionización PTW23332, sin observar variaciones significativas. Para el  $^{60}\text{Co}$  se aplicó la ley de decaimiento radiactivo para proporcionar a los transistores una dosis de 3 Gy por sesión.

### 4.4.3. Modelado del sistema

A continuación vamos a describir cómo se ha modelado el sistema, tanto las fuentes de irradiación, como la geometría del sensor.

#### 4.4.3.1. Fuentes de irradiación

Las fuentes de radiación utilizadas distan de ser monoenergéticas. El acelerador de electrones genera un espectro de R-X, y el Theratron-780 posee componentes de energías medias y bajas, debidas a la dispersión producida por los colimadores y filtros. Para modelar las diferentes fuentes debemos conocer su espectro energético. Las fuentes de irradiación se van a simular con fuentes puntuales cuyo espectro sea el mismo que el obtenido en el isocentro de la fuente, situado a 100cm en el acelerador y 80cm en la fuente de cobalto. Los fotones que parten de la fuente estarán contenidos en cono cuyo vértice será la propia fuente y la base, situada en el isocentro, tendrá un diámetro similar a lado del campo cuadrado a modelar.

En el trabajo de Teimouri-Sichani y Sohrabpour [TEI04], se determina el espectro del Theratron-780 para diferentes tamaños de campo, como se muestra en la figura 4.5. En ella se puede apreciar los dos fotopicos característicos del  $^{60}\text{Co}$ . Además aparecen contribuciones a menores energías, lo que hace que la energía media del espectro con un campo de  $30 \times 30 \text{ cm}^2$  se encuentre en 1.16 MeV, en vez de los 1.25 MeV característicos del  $^{60}\text{Co}$ . Además, se puede observar cómo la contribución a bajas energías es mayor cuanto mayor es la extensión del campo irradiado. Esto se debe a que fotones que han sufrido una mayor deflexión angular, y una mayor pérdida de energía, alcanzan el isocentro de la fuente.

Para el acelerador Siemens Mevatron KDS se usaron los espectros obtenidos por Sheikh-Bagheri y Rogers [SHE02], que se muestran en la figura 4.6. Según Wang et al.

[WAN05], la complejidad de los espectros de radiación de R-X hace que no sea posible la simulación con una fuente monoenergética, sino que sea necesario utilizar el espectro real.

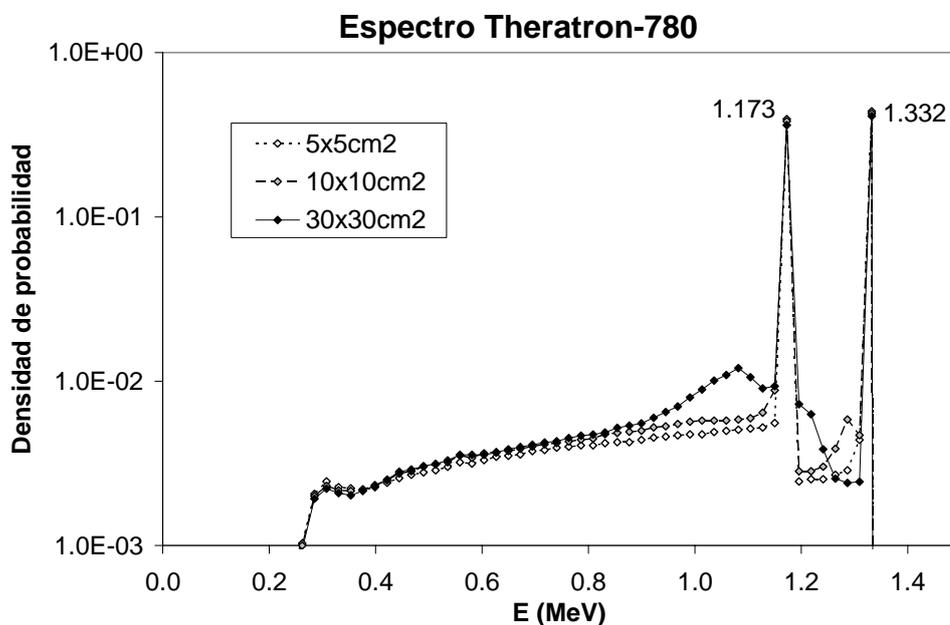


Figura 4.5. Espectro del Theratron-780 en el isocentro con diferentes campos de irradiación [TEI04].

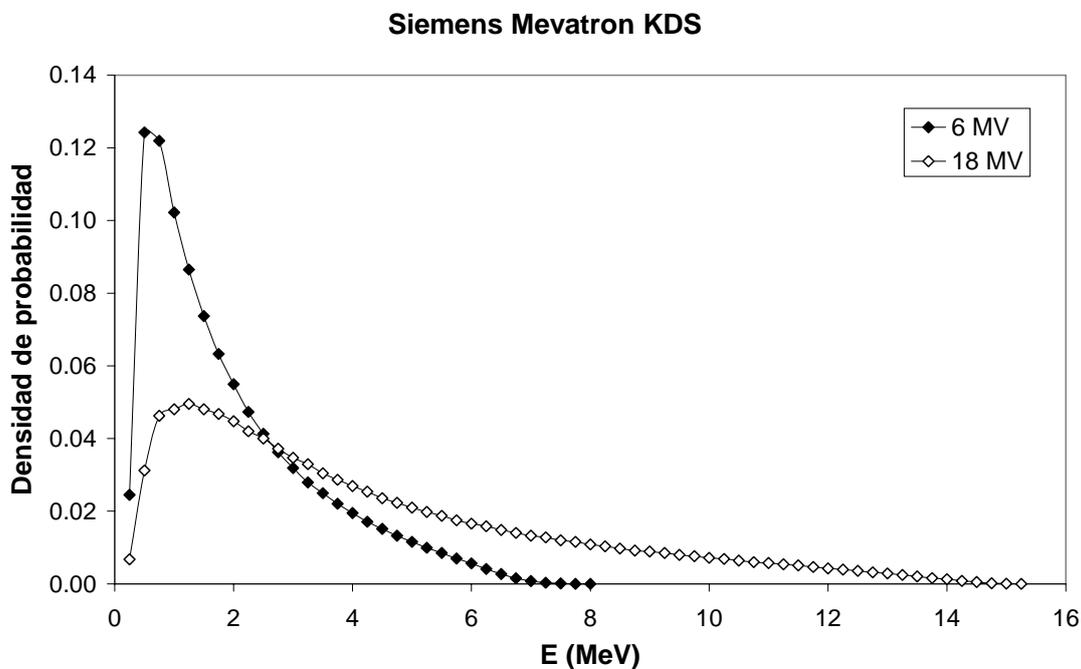
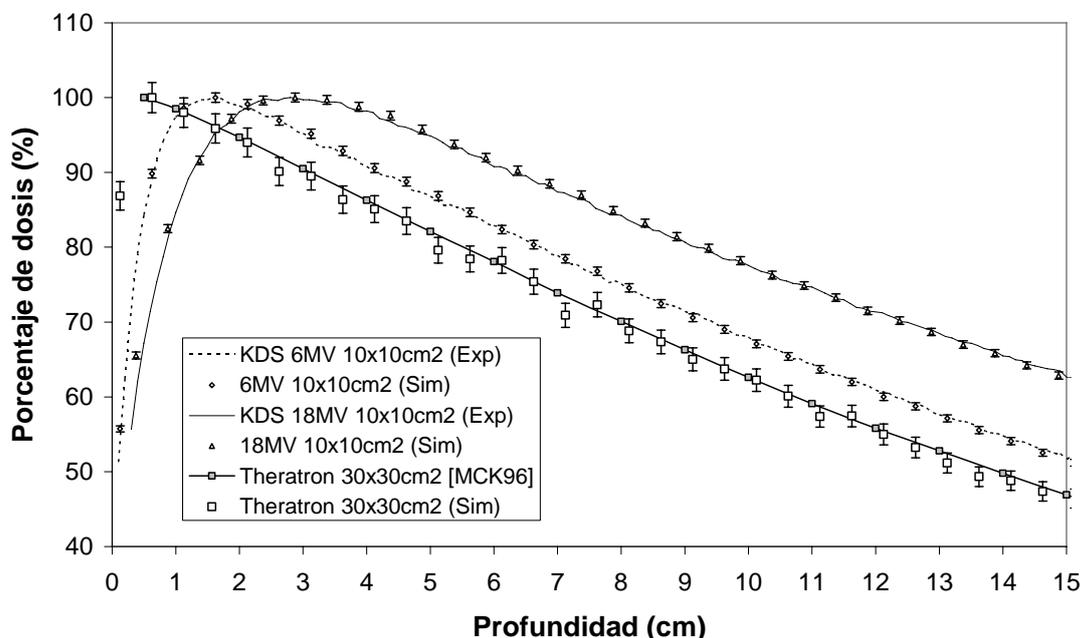


Figura 4.6 Espectro del Siemens Mevatron KDS en el isocentro de la máquina (100cm), para potenciales de 6 y 18MV y un campo de  $10 \times 10 \text{ cm}^2$  [SHE02].

Para comprobar la validez del modelo utilizado para fuente de radiación, se calculó, mediante simulación, la curva de rendimiento en profundidad de las fuentes utilizadas en el estudio. Los resultados obtenidos se compararon con los resultados experimentales disponibles. Para el acelerador se usaron datos los cedidos por el Servicio de Radiofísica del Hospital Universitario San Cecilio de Granada, y para el Theratron-780 se utilizaron los recogidos en el trabajo de McKenzie [MCK96]. En la figura 4.7 se refleja la concordancia de los resultados experimentales y los obtenidos mediante simulación, por lo que podemos decir, que nuestro modelo de fuente puntual, y los espectros utilizados, son validos para nuestro estudio.

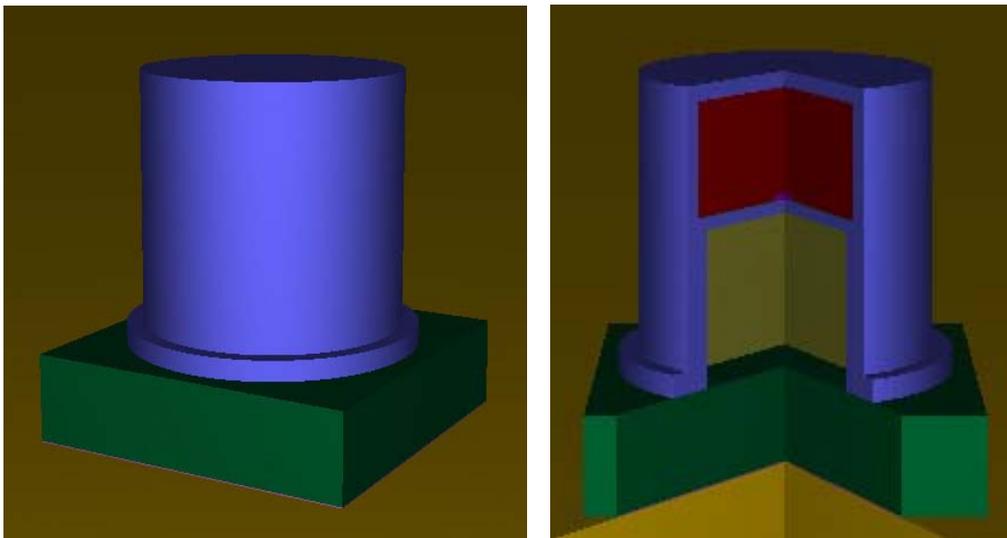


**Figura 4.7.** Curva de rendimiento en profundidad en agua para el acelerador Siemens Mevatron KDS y Theratron-780 para los campos de irradiación utilizados, obtenidos mediante simulación, experimentalmente y los proporcionados por McKenzie [MCK96].

#### 4.4.3.2. Geometría del sistema

Para determinar la geometría del transistor, se midieron de forma experimental las dimensiones de seis transistores 3N163. Se prestó especial atención al grosor de las paredes del mismo, ya que para las energías típicas del acelerador estaremos dentro de la zona de *build-up*, donde un pequeño cambio en el espesor produce una variación sustancial en la dosis. Calculando los coeficientes de las diferentes cuádricas, se construyó el modelo geométrico del transistor, de la placa de circuito impreso (PCB) y

del maniquí de agua. En la figura 4.8 se muestra una visión tridimensional del modelado del sensor, generada mediante la herramienta de PENELOPE, *gview3d*. Para determinar el efecto del maniquí en la dosis absorbida por el dióxido de silicio, se simularon a diferentes energías con y sin maniquí de agua.

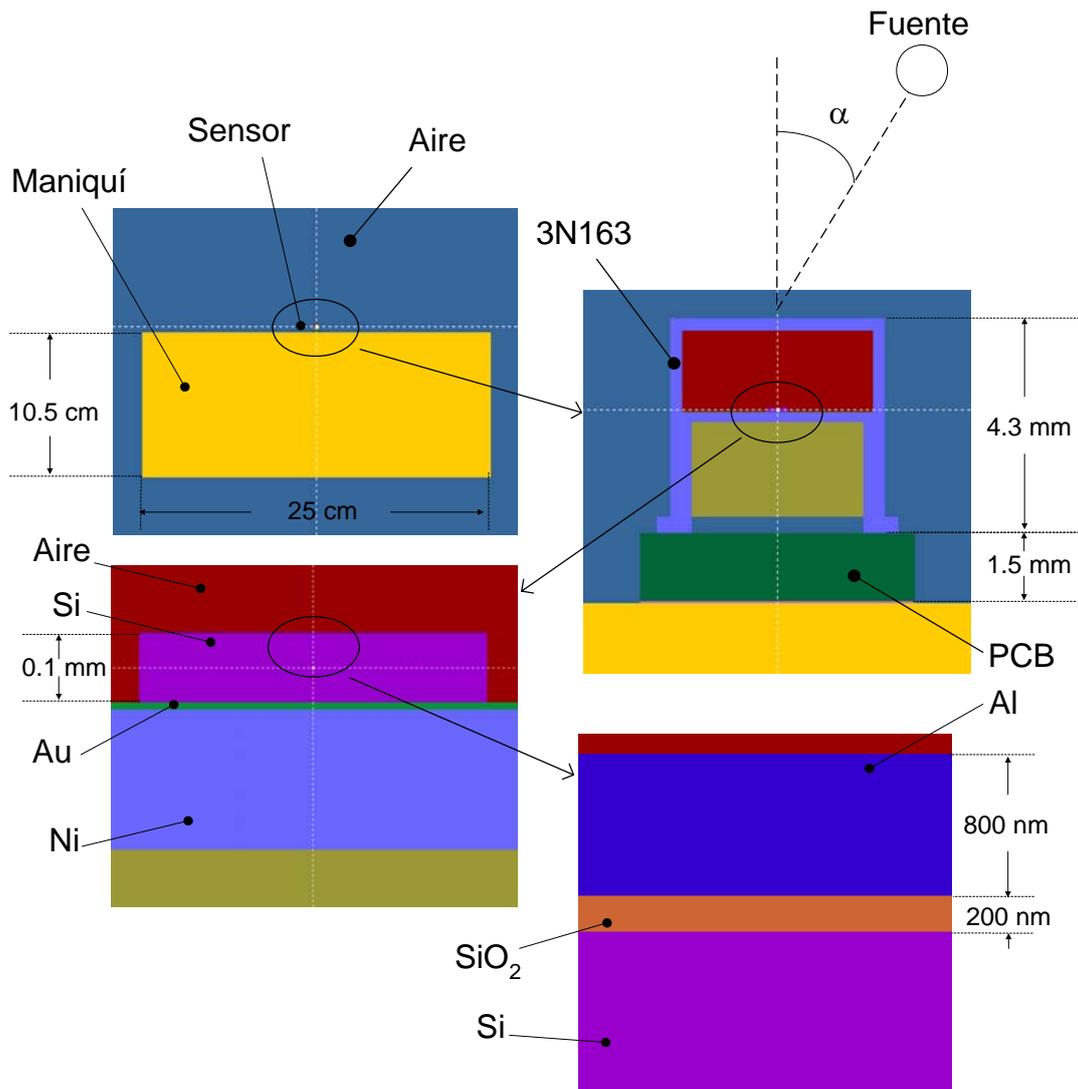


**Figura 4.8.** Visión tridimensional del modelo usado para el sensor. En marrón se muestra el maniquí de agua, sobre el que descansa el módulo sensor, la PCB (coloreada en verde) y el transistor 3N163 (azul).

Para comprobar que la definición de la geometría del sistema fue la correcta, se visualizó el sistema completo con la herramienta *gview2d*, que muestra secciones según la orientación y punto de corte que indique el usuario. En la figura 4.9 se muestran algunas de las secciones obtenidas. Para simular el maniquí, se colocó un volumen de agua de idénticas dimensiones al utilizado en el experimento, es decir,  $25 \times 25 \times 10.5 \text{ cm}^3$ . Sobre él descansa la PCB que soporta al transistor 3N163. Mediante diferentes ampliaciones, se muestran los detalles del sensor, incluyendo algunas medidas orientativas. Nótese que el espesor de óxido es extremadamente delgado, 200 nm, en comparación con las dimensiones externas del transistor, como la altura del mismo, 5.3 mm.

El sensor y el maniquí, se encuentran contenidos dentro de un búnker esférico, de 5 m de radio. La función del mismo era la de limitar el sistema de simulación.

Para simular las diferentes posiciones del cabezal, la fuente puntual rotaba en torno al punto central de la superficie circular que forma la parte superior del encapsulado, como se muestra en la figura 4.9.



**Figura 4.9.** Modelo geométrico del sensor y el maniquí para simulación.

#### 4.4.3.3. Parámetros de simulación

Para no producir un gasto innecesario de tiempo de cálculo, sólo se realizó simulación detallada en aquellos volúmenes contenidos dentro del encapsulado del transistor, más concretamente en el aire contenido en la carcasa de níquel, el dado de silicio, la puerta y el óxido del MOSFET. En la tabla 4.2 se muestran el material y los

parámetros de simulación elegidos. Para posibilitar la simulación detallada en el volumen de aire dentro del transistor se definió como un material distinto al aire exterior, donde la simulación no es detallada. La energía de absorción para fotones elegida en los volúmenes de simulación detallada fue de 100 eV, que es el mínimo permitido en PENELOPE.

Elemento	Material	Parámetros de simulación						
		Energía de absorción (eV)			$C_1$	$C_2$	$W_{CC}$ (eV)	$W_{CR}$ (eV)
		$\gamma$	$e^-$	$e^+$				
Dado de Si	Si	100	$10^3$	100	0	0	0	$-10^3$
Oxido de puerta	SiO <sub>2</sub>	100	$10^3$	100	0	0	0	$-10^3$
Puerta del MOSFET	Al	100	$10^3$	100	0	0	0	$-10^3$
Contacto sustrato	Au	100	$10^3$	100	0	0	0	$-10^3$
Aire interior MOSFET	Aire	100	$10^3$	100	0	0	0	$-10^3$
Encapsulado	Ni	100	$10^3$	100	0.05	0.05	100	$10^3$
Resina interior	Teflón	$10^5$	$10^3$	$10^5$	0.05	0.05	$5 \cdot 10^3$	$10^3$
Aire exterior	Aire	$10^5$	$10^3$	$10^5$	0.05	0.05	$5 \cdot 10^3$	$10^3$
PCB	Cu	$10^5$	$10^3$	$10^5$	0.05	0.05	$5 \cdot 10^3$	$10^3$
	Fibra	$10^5$	$10^3$	$10^5$	0.05	0.05	$5 \cdot 10^3$	$10^3$
Maniquí y búnker	Agua	$10^5$	$10^3$	$10^5$	0.05	0.05	$5 \cdot 10^3$	$10^3$

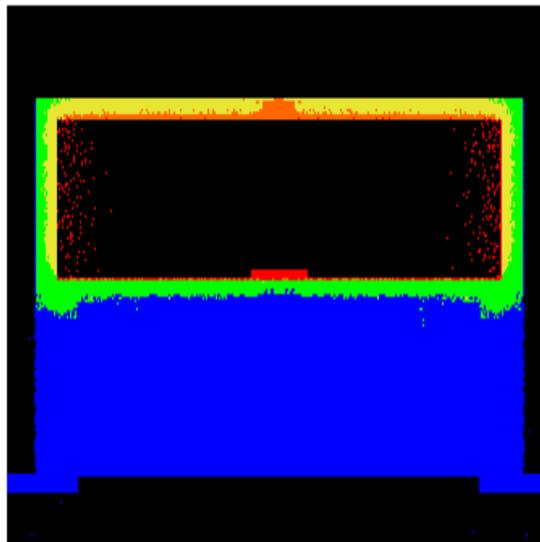
**Tabla 4.2.** Parámetros de simulación en los diferentes elementos de la geometría.

Se implementó el algoritmo de colonias de hormigas en un cilindro de 3mm de radio y 6 mm de altura, en el que se incluye todo el dispositivo, incluido el encapsulado. Este volumen se dividió en 300 celdas virtuales en dirección radial y otras tantas en el eje vertical. En cada celda se definió la importancia mediante las expresiones (4.1) y (4.2), de forma similar al trabajo de García-Pareja et al. [GAR06]. Se consideró como zona de interés todo lo contenido en el volumen interior del encapsulado, incluyendo el aire interior y el dado de silicio con el electrodo de puerta y el dióxido de silicio.

#### 4.4.4. Resultados y discusión

##### 4.4.4.1. Mapa de importancia

Representado el mapa de importancia se puede obtener una visión gráfica de los itinerarios que han de seguir las partículas para alcanzar el volumen problema con mayor probabilidad. Para ello se asigna un color a cada celda en función del valor de importancia obtenida al término de la simulación. En orden decreciente de importancia, la secuencia elegida fue rojo-naranja-amarillo-verde-azul-negro. Bajo condiciones de incidencia normal, para el Theratron-780, se obtuvo el mapa de importancia mostrado en la figura 4.10. En ella se puede apreciar cómo las inmediaciones del óxido, la puerta y el sustrato del dispositivo, se encuentran coloreadas en rojo. Por el contrario, la parte inferior del encapsulado, junto a otras zonas, se muestra en azul, lo que nos indica que la probabilidad de alcanzar el  $\text{SiO}_2$  es reducida.



**Figura 4.10.** Mapa de importancia del transistor 3N163 obtenido con incidencia normal.

##### 4.4.4.2. Incremento de la eficiencia

Aplicando el ACM se consiguió una considerable reducción del tiempo de simulación. En la tabla 4.3 se muestra una comparativa de una simulación realizada con el ACM y otra hecha con un código sin ninguna técnica de reducción de varianza. En ella se puede apreciar cómo con un tiempo de cálculo inferior, del orden del 45%, se obtiene con el ACM una desviación estándar 6 veces inferior que en el caso la

simulación no acelerada. Gracias a la reducción de la variancia en un menor tiempo de cálculo, se obtiene una mejora en la eficiencia de un factor 80.

	Acelerada (ACM)	No acelerada
Tiempo de CPU (h)	46	104
$E$ en SiO <sub>2</sub> por historia (10 <sup>-3</sup> eV)	2.09 ± 0.05	2.2 ± 0.3
Velocidad de simulación (historias/s)	6611	1040
Eficiencia	9.34 · 10 <sup>-3</sup>	1.19 · 10 <sup>-4</sup>

**Tabla 4.3.** Comparación de una simulación acelerada con el ACM y la no acelerada.

#### 4.4.4.3. Estimación de la dosis en el óxido

La capa de óxido resulta extremadamente delgada, por lo que se ha de consumir un tiempo de cálculo considerable antes de tener resultados significativos. Se puede estimar la energía depositada en el óxido, mediante la energía depositada en el silicio que constituye el sustrato del dispositivo. El silicio tiene un espesor de 0.1 mm, que es 500 veces más grueso que el óxido. Como ambos materiales se disponen en láminas del mismo área, el volumen de Si resulta ser 500 veces el volumen de SiO<sub>2</sub>.

En la tabla 4.4, se muestra el cociente entre la energía absorbida en el sustrato y la energía absorbida en el óxido de puerta. En ella se puede observar cómo la energía depositada en el Si es del orden de 500 veces la energía absorbida en el SiO<sub>2</sub>, el mismo factor de proporcionalidad que los volúmenes de estas sustancias en el dispositivo, debido a que la densidad de ambos materiales es parecida. Para una misma fuente, el cociente de energías absorbidas varía ligeramente en función del ángulo de incidencia.

$E^{(Si)} / E^{(SiO_2)}$			
Angulo (°)	Co-60	6MV	18MV
0	497	493	496
30	471	500	498
60	487	495	487
90	477	491	477
<b>Valor medio</b>	483	495	489
<b>3*SD</b>	34	11	29
<b>3*SD (%)</b>	7.0%	2.3%	5.9%

**Tabla 4.4.** Cociente entre la energía absorbida en el silicio y en el óxido de puerta en las diferentes simulaciones.

Estimar la energía absorbida en el dióxido de silicio mediante la absorbida en el silicio implica introducir un error adicional, aunque puede suponer un ahorro de tiempo considerable. Si se calcula el valor medio del cociente de energías, para todas las fuentes de irradiación y ángulos de incidencia, se obtiene:

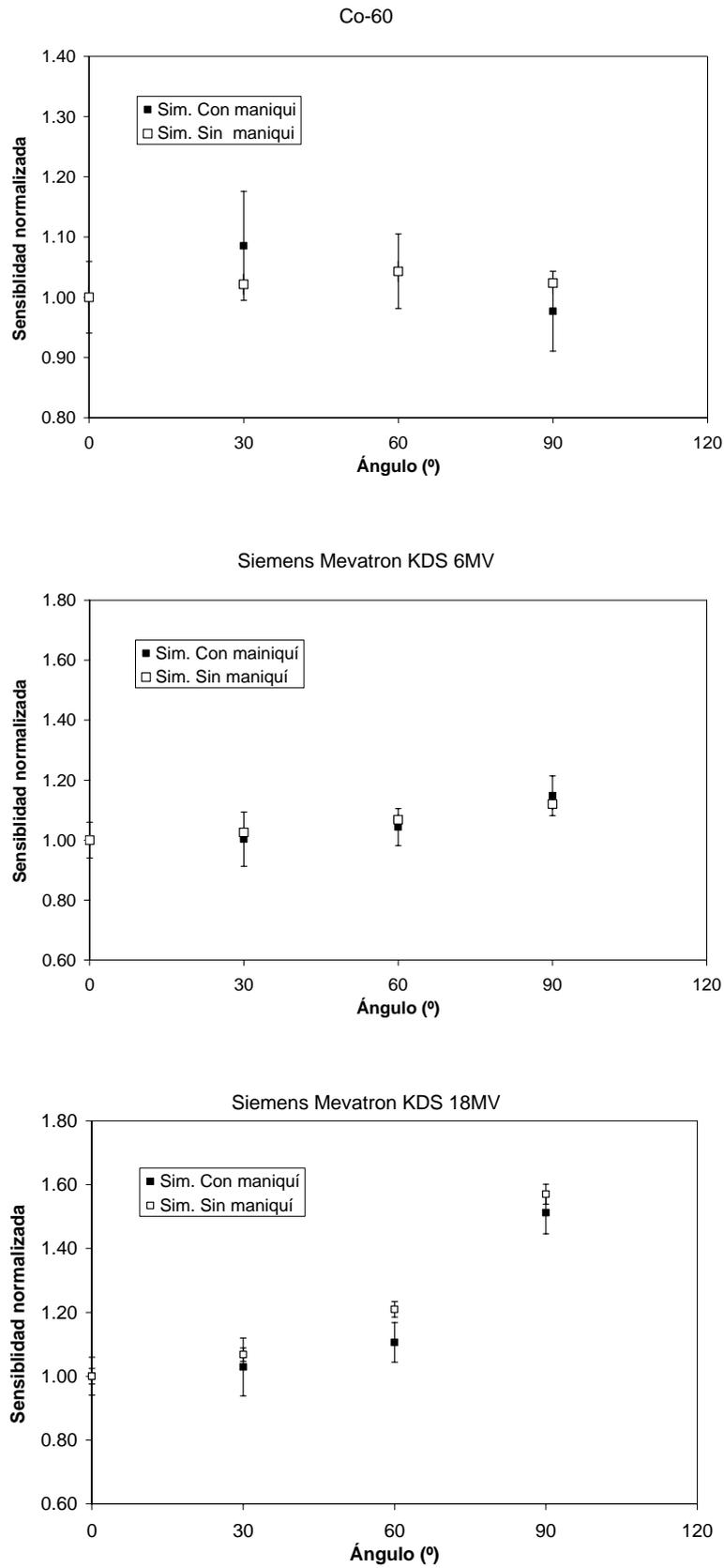
$$E^{Si} / E^{SiO_2} = 490 \pm 30,$$

donde el error se calculado como el triple de la desviación estándar, y resulta ser del 5.8%. Por lo tanto, podremos estimar la dosis absorbida en óxido a partir de la absorbida por el silicio, siempre que sea tolerable la introducción de un error adicional del orden del 6%. En nuestro caso, pretendemos encontrar variaciones del orden del 1% para la respuesta angular del sensor, por lo que no podremos aplicar esta aproximación. Sin embargo, resulta de gran utilidad para predecir el resultado de una simulación en un tiempo mucho menor al necesario para la conclusión de la misma.

#### **4.4.4.4. Efecto del maniquí en la respuesta angular**

Para estudiar el efecto de la retrodispersión de partículas en el paciente, se obtuvo mediante simulación con y sin maniquí, la dependencia angular para el acelerador para los espectros de 6 y 18 MV, y el del  $^{60}\text{Co}$ . Los resultados obtenidos, se muestran en la figura 4.11. La retrodispersión se acentúa cuanto mayor es la energía del haz de fotones, aunque para las energías del  $^{60}\text{Co}$  y el acelerador de 6 MV, las barras de error se cortan entre sí. Sin embargo, salvo para el espectro de 18 MV y un ángulo de incidencia de  $60^\circ$ , las barras de error no llegan a cortarse, por lo que la respuesta con y sin maniquí difieren bajo las condiciones de irradiación citadas.

A mayores energías, en las que la falta de equilibrio electrónico es más acusada, la retrodispersión en el maniquí afecta en mayor grado a la dependencia angular. Para utilizar el transistor en el acelerador, es deseable que el haz de fotones alcance el óxido en condiciones de equilibrio electrónico. Bajo estas condiciones, es de esperar que la retrodispersión en el paciente no altere demasiado la dependencia angular.



**Figura 4.11.** Dependencia radial simulada con y sin maniquí para el  $^{60}\text{Co}$  y el acelerador de electrones Siemens Mevatron KDS, usando los espectros de 6 y 18 MV.

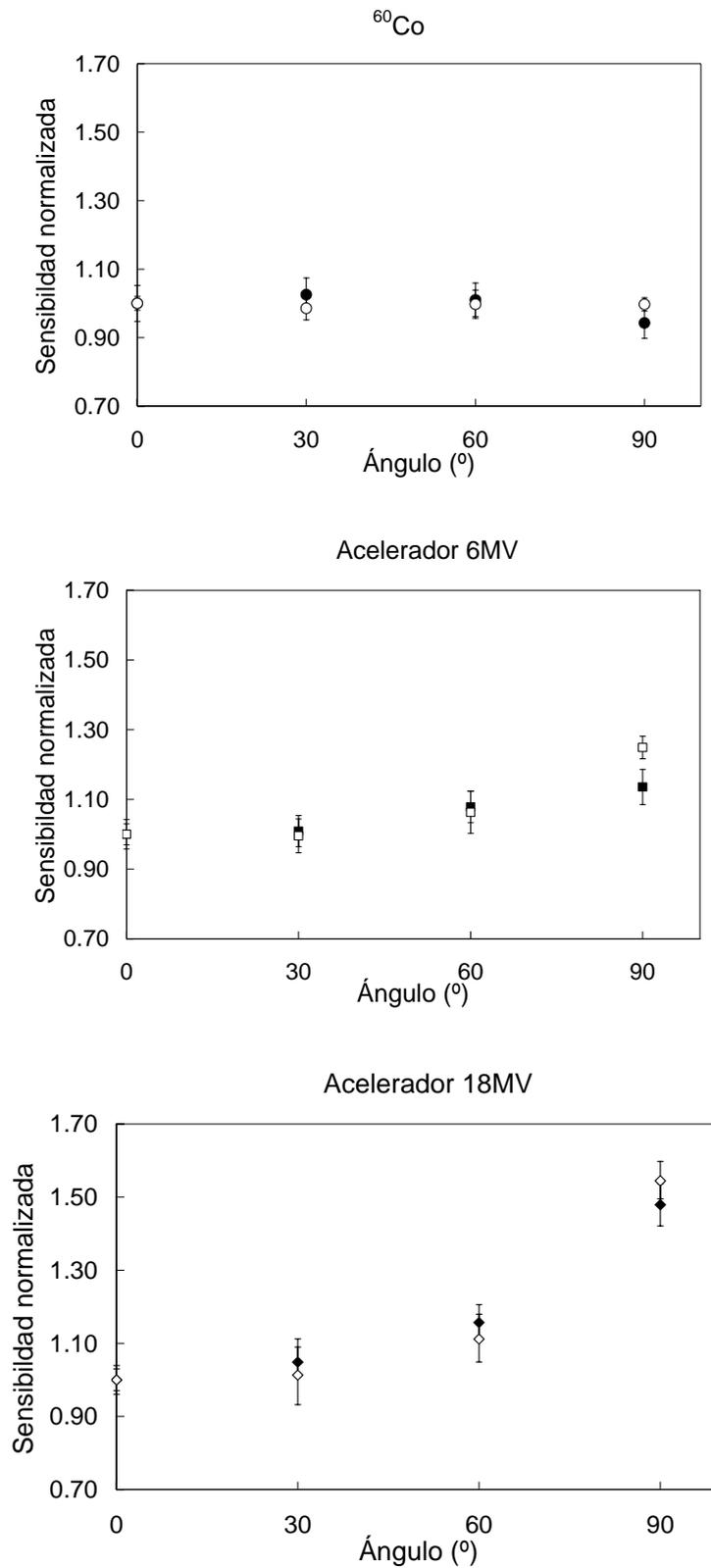
#### 4.4.4.5. Validación del código de simulación

Una vez obtenidos los datos experimentales y finalizadas las diferentes simulaciones, se han de cotejar ambos resultados para validar la herramienta de simulación. Se calculó la respuesta del sensor normalizada al valor obtenido con incidencia normal para cada una de las fuentes, tanto para el experimento como para la simulación. En la tabla 4.5 y en la figura 4.12 se resumen los resultados obtenidos para los diferentes ángulos de incidencia. El error experimental se ha calculado como el máximo entre el triple de la desviación estándar de la respuesta normalizada y el error introducido por el proceso de medida. Como error en las simulaciones se ha tomado el triple de la desviación estándar.

Ángulo (°)	Co-60				6 MV				18 MV			
	Exp.		Sim.		Exp.		Sim.		Exp.		Sim.	
	R	$\Delta R$	R	$\Delta R$	R	$\Delta R$	R	$\Delta R$	R	$\Delta R$	R	$\Delta R$
0	1.00	0.02	1.00	0.05	1.00	0.03	1.00	0.04	1.00	0.03	1.00	0.04
30	0.99	0.03	1.03	0.05	1.00	0.05	1.01	0.04	1.01	0.10	1.05	0.04
60	1.00	0.04	1.01	0.05	1.06	0.06	1.08	0.05	1.11	0.07	1.16	0.05
90	1.00	0.02	0.94	0.05	1.25	0.03	1.14	0.05	1.54	0.05	1.48	0.06

**Tabla 4.4.** Respuesta normalizada, obtenida mediante simulación y experimento, del transistor pMOS 3N163 para las diferentes fuentes de radiación utilizadas y ángulos de incidencia.

Con los resultados obtenidos, se puede afirmar que la herramienta de simulación desarrollada proporciona unos resultados similares a los obtenidos experimentalmente al nivel de incertidumbre manejado, salvo para incidencia horizontal, 90°, para fotones de 6MV. Esta discrepancia más reseñable, puede deberse a la diferencia entre los espesores de la puerta, óxido y sustrato usados en el modelo y los reales del transistor 3N163, pues recordemos que han sido estimados.



**Figura 4.12.** Respuesta normalizada, del transistor pMOS 3N163 para las diferentes fuentes de radiación utilizadas y ángulos de incidencia. Los resultados obtenidos por simulación se representan en negro y en blanco los experimentalmente

Tanto en la simulación como en el experimento real, cuanto mayor es la energía media del haz de radiación, mayor es la dependencia angular que presenta el sensor. Esto se debe a que el espesor necesario para alcanzar el equilibrio electrónico crece con la energía. En la tabla 4.5, se muestra el espesor equivalente en agua necesario para alcanzar el equilibrio electrónico en el acelerador Siemens Mevatron KDS (con 6 y 18MV) y el Theratron-780. Estos valores se han obtenido de las curvas de rendimiento en profundidad experimentales mostradas en la figura 4.7.

Fuente	Campo (cm <sup>2</sup> )	Espesor másico de equilibrio electrónico (g/cm <sup>2</sup> )	Porcentaje de dosis en el espesor másico del encapsulado de Ni (%)
Theratron.780 (Co-60)	10x10	0.35	99.5
Siemens KDS (6 MV)	10x10	1.6	64.6
Siemens KDS (6 MV)	20x20	1.6	69.5
Siemens KDS (18 MV)	10x10	2.8	50.3
Siemens KDS (18 MV)	20x20	2.3	58.2

**Tabla 4.5.** Espesores másicos necesarios para alcanzar el equilibrio electrónico en el isocentro para las fuentes utilizadas, y porcentaje de dosis respecto a la dosis máxima absorbida una vez que el haz a recorrido el espesor másico de la carcasa de níquel del transistor 3N163.

Observando la tabla 4.5 se puede apreciar cómo para una misma fuente, el máximo de dosis se alcanza con espesores menores cuanto mayor es el campo de irradiación. Esto se debe a que en campos de irradiación extensos, se incrementa la contribución de bajas energías, por lo que el espesor necesario para alcanzar el equilibrio electrónico, y con él, el máximo de dosis, se reduce.

El espesor másico de las paredes del encapsulado del 3N163 es de  $0.223 \text{ g/cm}^2$ , que resulta inferior a los espesores necesarios para alcanzar el equilibrio electrónico en todas las fuentes utilizadas. Mediante las curvas de rendimiento en profundidad se puede calcular el porcentaje de dosis absorbida, respecto al valor máximo, a la profundidad del espesor másico de la carcasa de níquel del 3N163. En la tabla 4.5 se muestran los resultados, y se puede observar cómo el porcentaje de dosis es mayor a la profundidad de  $0.223 \text{ g/cm}^2$  cuanto menor es la energía del haz, llegando al 99.4% del máximo de dosis para el Theratron-780.

Por otro lado, podemos decir que la dependencia angular es despreciable para el Theratron-780, tal y como se mostró en el capítulo anterior, aunque mediante el método experimental utilizado en este último estudio se ha obtenido una menor dispersión de

---

los resultados. Sin embargo, para el acelerador bajo los potenciales de 6 y 18 MV, la respuesta obtenida bajo una dirección de incidencia de  $90^\circ$  difiere en un 25 y un 50%, respectivamente, respecto a la respuesta determinada bajo incidencia normal. Para poder utilizar este sensor como dosímetro en el acelerador de electrones, es necesario añadir una serie de capas adicionales que garanticen la condición de equilibrio electrónico en el interior del encapsulado. La respuesta del nuevo sensor, con las capas añadidas para superar el *build-up*, podría conocerse a priori usando la herramienta de simulación mostrada, ya que bastaría con definir la nueva geometría. Del mismo modo, se podría simular la variación angular e incluso la sensibilidad de otros transistores MOSFET que se propongan como candidatos a sensor dosimétrico.



---

# Capítulo 5: Diseño y fabricación de un sistema dosimétrico portátil

---

## 5.1. Introducción

Según se ha comprobado en capítulos anteriores, el transistor 3N163 de Vishay-Siliconix presenta características muy prometedoras para ser usado como sensor dosimétrico. En este capítulo se va a mostrar el diseño de un instrumento capaz de leer diferentes parámetros eléctricos del transistor y calcular la dosis recibida. Para que este instrumento lector de dosis resulte realmente útil para el personal clínico encargado de administrar y calcular la dosis, debe ser portátil, de uso sencillo, capaz de manejar una pluralidad de sensores y que proporcione una lectura inmediata. En este capítulo, se va a describir la evolución de los diferentes prototipos, sus limitaciones y cómo se han solucionado, desarrollando nuevas versiones.

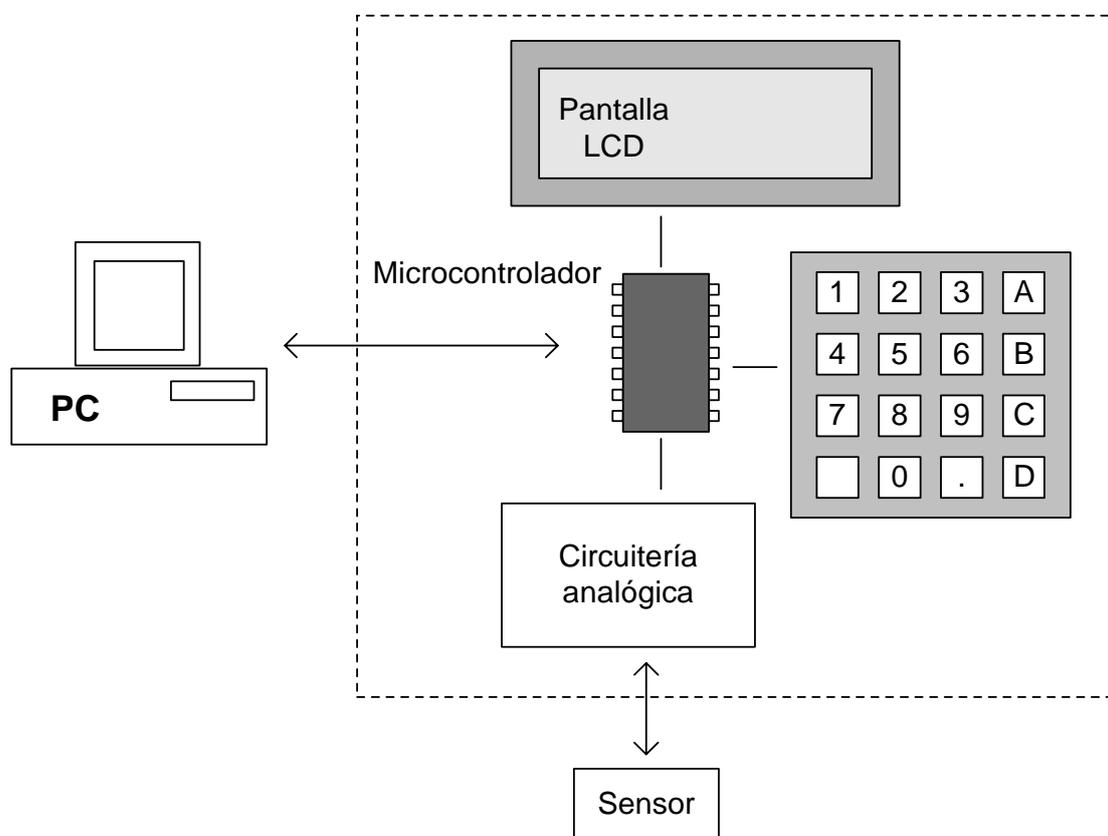
## 5.2. Esquema funcional

El dosímetro constará de los siguientes bloques funcionales:

- Una unidad de control y proceso que gobernará todo el sistema.
- Una interfaz de usuario, constituida por un teclado y una pantalla de cristal líquido.

- Circuitería analógica para las etapas de excitación del sensor y acondicionamiento
- Un bloque responsable de la comunicación al computador, que en esta serie de prototipos se hará mediante el protocolo RS-232.

En la figura 5.1 se muestra el diagrama de bloques común a los diferentes prototipos. El microcontrolador utilizado fue el PIC-16F877 de Microchip (USA). Es un microcontrolador de gama medida con una memoria de programa de 8 k, encapsulado en formato *dual-in-line 40*, y un conversor analógico-digital (CAD ó A/D), *Analog to Digital Converter (ADC)*, de 10 bits.

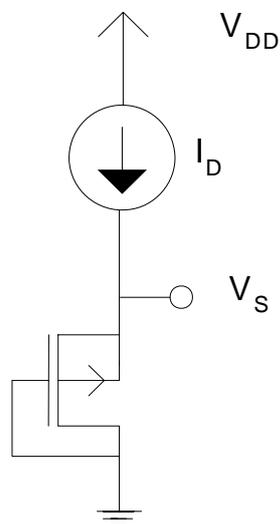


**Figura 5.1** Diagrama de bloques de los diferentes prototipos del dosímetro.

Las diversas versiones del prototipo construido se diferencian principalmente en la etapa de excitación del sensor y el algoritmo de medida programado en el microcontrolador, que se irán exponiendo durante la evolución de los diferentes prototipos, mostrando de forma justificada el porqué de su utilización. Esta misma estructura fue utilizada en el desarrollo de instrumentación portátil, validando el

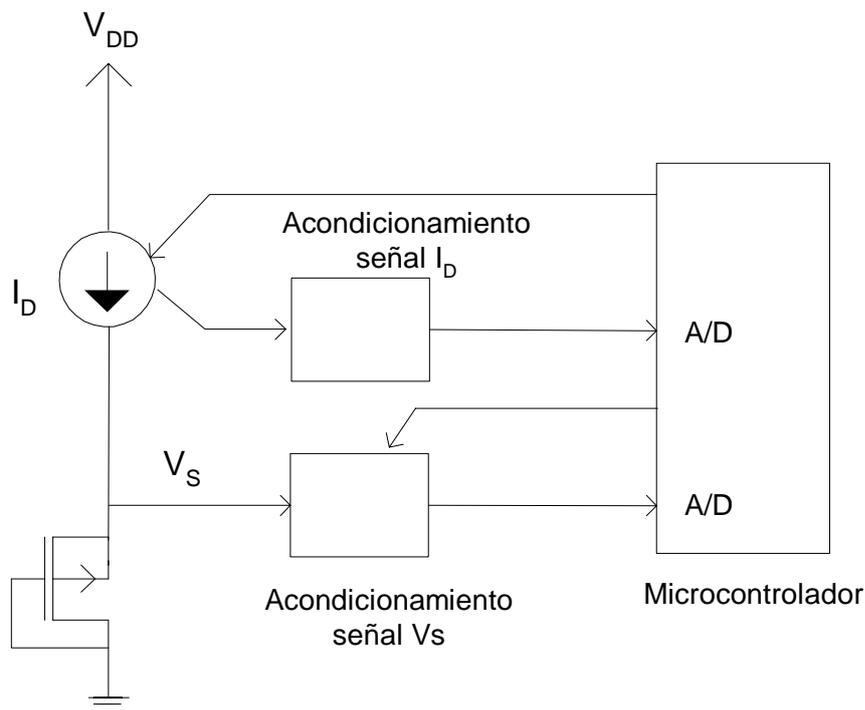
instrumental utilizado, como se muestra en los trabajos de Palma et al. [PAL06][PAL08] y Martínez et al [MAR08].

La medida de la dosis se va a basar en las diferentes versiones del prototipo en medidas a intensidad constante, con diferentes variantes, manteniendo cortocircuitados los terminales de puerta y drenador, y los de sustrato y fuente, como se muestra en la figura 5.2. Recordemos que bajo esta configuración el transistor está trabajando en régimen de saturación. Durante la irradiación y el almacenaje, todos los terminales del transistor han de permanecer cortocircuitados, para evitar inyecciones de carga fortuitas que alteren la tensión umbral y otros parámetros del transistor.



**Figura 5.2** Esquema del circuito básico para la lectura de la tensión de fuente.

El parámetro dosimétrico será función de la tensión de fuente medida con una o varias corrientes y de forma pulsada o bien en régimen continuo. Se cortocircuitarán los terminales de fuente y sustrato, y los de puerta y drenador, conectando estos dos últimos a la masa del sistema. La circuitería analógica del dosímetro constará de una etapa de excitación que será la responsable de la polarización del transistor, y de una etapa de acondicionamiento de la tensión de fuente, como se muestra en la figura 5.3. La etapa de polarización se dotará de mecanismos de monitorización de corriente para asegurar la estabilidad de la misma y poder actuar sobre ella.



**Figura 5.3** Diagrama de bloques de la circuitería analógica de los diferentes prototipos del dosímetro.

### 5.3. Diseño y desarrollo del prototipo P-01

En este apartado se va a describir el proceso de diseño y construcción del primer prototipo operativo, denominado P-01. Se mostrarán las medidas realizadas en las primeras pruebas de funcionamiento. La estructura de este apartado, que será similar a la seguida para los diferentes prototipos construidos, es como sigue. En primer lugar se mostrará el parámetro dosimétrico utilizado; a continuación se procederá a la descripción de la etapa de excitación o polarización del transistor, para continuar con la etapa de acondicionamiento de la tensión de fuente y concluir con el algoritmo de medida.

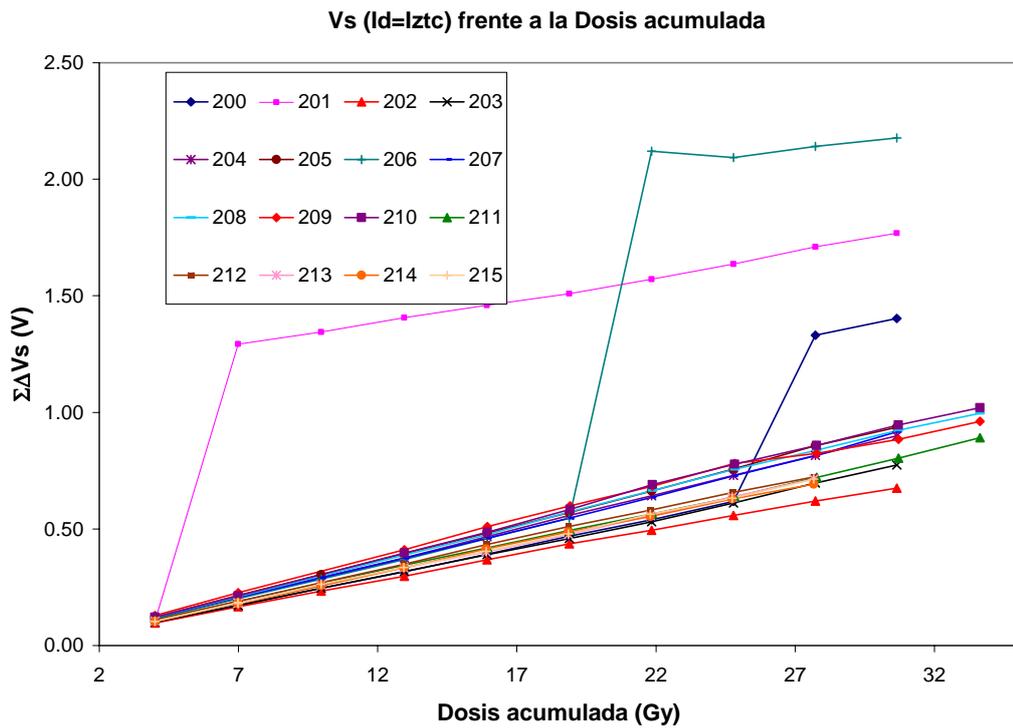
### 5.3.1. Parámetro dosimétrico: Tensión de fuente a corriente constante

El prototipo P-01, usa como parámetro dosimétrico la tensión de fuente a corriente constante. Recordemos que dicho voltaje resulta igual al incremento de la tensión umbral bajo algunas aproximaciones, como se demostró en el capítulo 2. Para minimizar las variaciones de tensión de fuente debidas a la temperatura se va a polarizar el pMOS a la intensidad  $I_{ZTC}$ . Diversos autores utilizan esta técnica para estudiar la respuesta de diferentes RADFETs [SAR98] [JAK02], además Vettese et al. [VET96] comprobaron experimentalmente que la zona ZTC no variaba significativamente con la irradiación del transistor. Por tanto, según los estudios recogidos en las referencias anteriores la intensidad de fuente a la corriente  $I_{ZTC}$  reúne, a priori, características aconsejables para ser utilizado como parámetro dosimétrico

La corriente ZTC del transistor que vamos a usar como sensor se encontraba, según lo visto en el capítulo 3, en torno a  $I_{ZTC} \approx 230 \mu A$ . Por lo tanto, nuestro parámetro dosimétrico será:

$$[\Delta V_S]_{I_D=230\mu A} \quad \text{con } V_D = V_G = 0, V_{SB} = 0$$

Para comprobar la validez del parámetro dosimétrico elegido, se calculó el incremento de la tensión de fuente en régimen de saturación cuando la intensidad de drenador era igual a la  $I_{ZTC}$ , interpolando en las características I-V obtenidas antes y después de la irradiación durante el proceso de caracterización descrito en el capítulo 3. Sumando los incrementos de la tensión de fuente de estos transistores en las diferentes sesiones para la intensidad  $I_{ZTC}$  y representando frente a la dosis acumulada, obtenemos la figura 5.4. Nótese que en este proceso de interpolación, no se ha compensado en temperatura numéricamente, ya que era de esperar que la tensión de fuente permaneciese prácticamente constante ante variaciones térmicas, ya que se mide en la  $I_{ZTC}$ .



**Figura 5.4** Incremento acumulado de la tensión a intensidad constantes e igual a la  $I_{ZTC}$  del transistor 3N163 frente a la dosis acumulada.

La figura 5.4 resulta similar a la figura 3.17, en la que se mostraban el incremento de tensión umbral acumulado compensado en temperatura frente a la dosis acumulada. Por lo tanto, se ha comprobado experimentalmente que el parámetro dosimétrico seleccionado responde de forma adecuada, por lo que se procedió a diseñar y construir un prototipo que midiese la tensión de fuente a intensidad;  $I_{ZTC}$ , constante. Tanto en la figura 3.17 como en la figura 5.4 se observan sensores con incrementos excesivos de tensión debido a la deficiente protección de los mismos ante inyecciones fortuitas de corriente. Sobre este aspecto se trabajará más adelante.

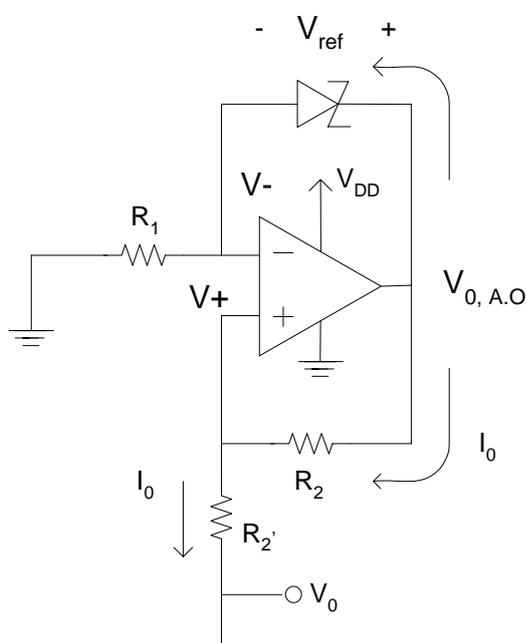
### 5.3.2. Etapa de polarización

Esta etapa será la encargada de polarizar el transistor a corriente constante. Para garantizar la estabilidad de la intensidad de salida, además de la propia fuente de corriente se diseñó una etapa de monitorización de la misma. La fuente de corriente deberá tener los elementos necesarios para poder corregir la intensidad que proporciona.

### 5.3.2.1. Fuente de corriente

Para estabilizar la corriente se usará una fuente de intensidad microcontrolada. Para su implementación se usó el esquema de la fuente de corriente utilizado en la medida de la densidad de potencia espectral. En la figura 5.5, se muestra el esquema del circuito utilizado para la implementación de la fuente de corriente. Considerando ideales los diferentes elementos, la corriente de salida vendrá dada por:

$$I_0 = \frac{V_{ref}}{R_2} \quad (5.1)$$



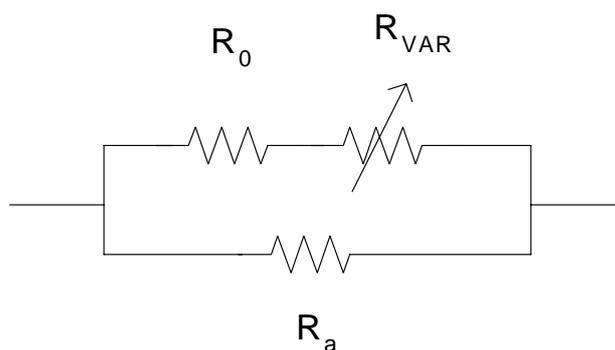
**Figura 5.5.** Fuente de corriente.

El diodo Zener utilizado fue el LT1004 de Linear Technology (USA). El amplificador operacional debe cumplir que la intensidad de entrada al mismo sea muy reducida. Se usó el TLC277 de Texas-Instruments (USA) que tiene una impedancia de entrada del orden de  $10^{12} \Omega$ . Para que la diferencia de potencial entre los extremos del diodo Zener sea  $V_{ref}$  la intensidad que circula por él deberá ser superior a  $10 \mu A$ , según el fabricante.

La tensión del terminal positivo no inversor deberá estar entre ciertos límites para el correcto funcionamiento de la fuente de corriente representada en la figura 5.5. Si el

potencial del terminal positivo del amplificador operacional se aproxima a 0 V, la intensidad de salida se reduce. Esto se debe a que al estar realimentado negativamente, el potencial de los terminales de entrada del amplificador operacional es el mismo,  $V^+ = V^-$ . Por lo tanto, si el voltaje del terminal no inversor (+) se aproxima a 0 V, también lo hará el terminal inversor (-), reduciendo la intensidad que circula por  $R_1$ . La corriente que circula por esta resistencia es la que atraviesa el diodo Zener, ya que la intensidad de entrada del amplificador operacional ideal es nula. Si se reduce por debajo del valor mínimo de intensidad dado por el fabricante disminuye la tensión entre sus extremos,  $V_{ref}$ , y por lo tanto el de la intensidad de salida de la fuente. Para que el potencial del terminal no inversor decaiga, se colocó una segunda resistencia  $R_2'$  para que al circular por ella la intensidad de salida se eleve el potencial del terminal no inversor, haciendo que el circuito funcione correctamente. Existe, también, un límite superior en la tensión de salida de la fuente de corriente, que vendrá determinado por el voltaje máximo de salida del amplificador operacional,  $V_{OH,A.O.}$ , y  $V_{ref}$ . Como  $V^+ = V^-$ , y el potencial del terminal no inversor vendrá dado por  $V_{0,A.O.} - V_{ref}$ , por lo que deberá ser menor que  $V_{OH,A.O.} - V_{ref}$ . Se comprobó experimentalmente que la fuente proporcionaba la corriente adecuada, cuando el potencial del terminal no inversor se encontraba entre 3 y 7 V aproximadamente, con una tensión de alimentación de 9 V.

La fuente de corriente se ha de dotar de los elementos necesarios para permitir corregir la deriva de la intensidad de salida ante variaciones térmicas o bien en las proximidades de los límites de funcionamiento. Para alterar la intensidad de salida hemos de cambiar el valor de  $V_{ref}$  o de  $R_2$ . Por sencillez se prefirió alterar el valor de la resistencia de realimentación de la fuente de intensidad para adaptar el valor de la corriente, usando un potenciómetro digital, el DS1267 de Dallas-Semiconductor (USA). El valor máximo del potenciómetro utilizado era de 10 k $\Omega$  y la palabra digital que utiliza es de 8 bits, con lo que se consiguen variaciones del orden de 40  $\Omega$ . Este incremento resulta excesivo para la corrección de pequeñas variaciones de la corriente proporcionada por la fuente. Por lo tanto, se diseñó una red de resistencias que permitiera que las variaciones del potenciómetro produjesen pequeños cambios en la resistencia total de la red. En la figura 5.6 se muestra la topología de la red de resistencias utilizada.



**Figura 5.6.** Red de resistencias de realimentación de la fuente de intensidad

Con los valores de las resistencias utilizados en la red de la figura 5.6, se pueden conseguir incrementos de la corriente de salida del 0.01% variando la palabra digital del potenciómetro en una unidad. La corrección máxima de la intensidad de salida es del 3%, que se consideró suficiente para compensar posibles derivas.

### 5.3.2.2. Estabilización de la corriente de polarización

El control de la intensidad requiere, en primer lugar, el muestreo de la misma. Para medir la corriente de salida de la fuente de intensidad se muestrea la caída de potencial en una resistencia. Podríamos pensar en utilizar  $R_2'$ , que tendrá el valor tal para que a la intensidad nominal de salida de la fuente caigan en ella 1.5 V. Esta tensión deberemos amplificarla para incrementar la resolución, pero con la precaución de que el voltaje resultante no podrá superar los 5 V que es el máximo del conversor analógico-digital del microcontrolador. Esto nos limita la ganancia en tensión a un valor no muy superior a 3, que proporciona un nivel de resolución insuficiente.

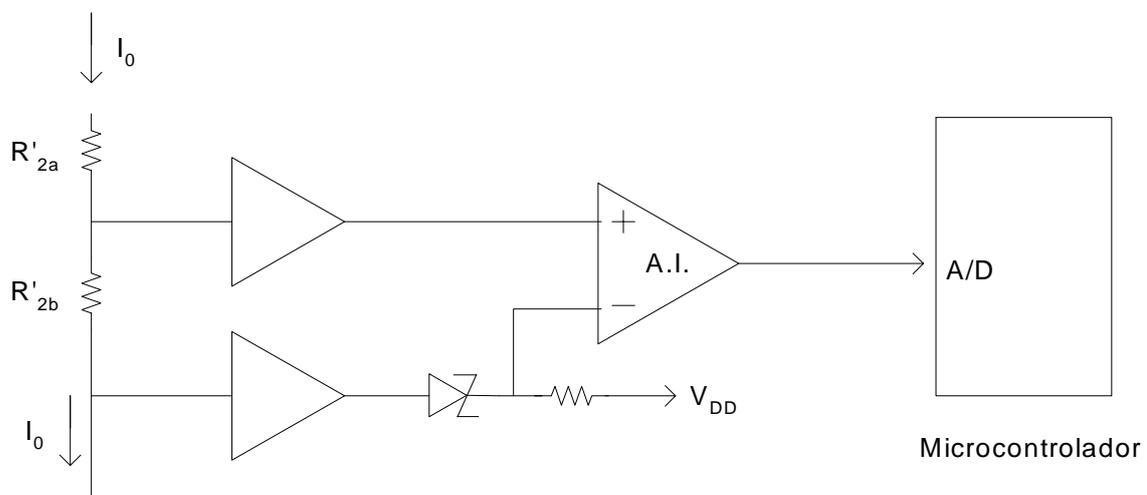
Para poder dotar de mayor resolución al muestreo de la corriente se dividió la resistencia en  $R_2'$  en dos:

$$R_2' = R_{2a}' + R_{2b}' \quad (5.2)$$

Se eligió  $R_{2b}'$  de tal modo que cuando circulaba por ella la corriente ZTC, la caída de tensión fuese ligeramente superior a la tensión de referencia utilizada. Si se resta la tensión de referencia a la caída en la resistencia  $R_{2b}'$  y se amplifica el resultado,

tendremos una tensión que será proporcional a la diferencia de la intensidad sobre el valor deseado. Esta tensión se convierte a valores digitales dentro del microcontrolador, tendiendo la intensidad monitorizada. El circuito implementado para medir la intensidad proporcionada por la fuente se muestra en la figura 5.7.

Para reducir la variabilidad de las medidas se mide en torno a 1024 veces y se promedia, proceso que se realiza en unos 500 ms. Para evitar derivas de corriente, se colocaron dos seguidores de tensión, que presentan una elevada impedancia de entrada, a ambos extremos de  $R_{2b}'$ .



**Figura 5.7.** Diagrama de bloques del circuito de acondicionamiento de la tensión para la medida de la intensidad.

El algoritmo de control de la intensidad será el siguiente. La unidad de central control, enviará al potenciómetro el valor teórico para el cual la intensidad de salida de la fuente de corriente debe tomar el valor deseado. A continuación, medirá la corriente adecuando la señal según se ha descrito en el apartado anterior. Si la intensidad es menor a la deseada, el microcontrolador disminuirá el valor del potenciómetro de modo que aumente la corriente de salida. Si la intensidad resultante es mayor, deberá incrementar el valor de la resistencia del potenciómetro digital. Cada vez que se altere el valor del potenciómetro se monitorizará de nuevo la intensidad de salida, hasta que esta alcance el valor prescrito.

### 5.3.3. Etapa de acondicionamiento de la tensión de fuente

Una vez estabilizada la corriente de polarización del MOSFET, se ha de medir la tensión de fuente. Para incrementar la sensibilidad deberemos amplificar dicha tensión. La tensión del transistor en saturación con los terminales de puerta y drenador cortocircuitados, al igual que los de fuente y sustrato, cuando por él circula la  $I_{zrc}$  se encuentra en torno a 3 V. La tensión resultante de la amplificación no podrá superar los 5 V que es el límite superior del convertidor A/D interno del microcontrolador, por lo que únicamente se podría amplificar con una ganancia inferior a 2, que resulta insuficiente. Habrá que adecuar la tensión de fuente antes de amplificarla.

Por tanto, es necesario desplazar dicha tensión a un nivel próximo a cero para poder usar una mayor ganancia. Para ello se usó un amplificador de instrumentación, el AD623 de Analog-Devices (USA), y un conversor digital-analógico (*Digital-to-Analog-Converter*, DAC), más concretamente el DAC-7611 de Texas-Instruments (USA). La tensión de fuente se introduce al amplificador de instrumentación, A.I., por su entrada no inversora, y la salida del DAC lo hace por la entrada inversora. La salida del A.I. es proporcional a la diferencia de estas dos tensiones, de modo que si el microcontrolador incrementa la salida del DAC, se reduce la tensión de fuente amplificada. En la figura 5.8, se muestra la circuitería necesaria para realizar la *puesta a cero* de la tensión amplificada. Mediante un conmutador se dota al A.I. de tres ganancias diferentes, que permiten diferentes fondos de escala.

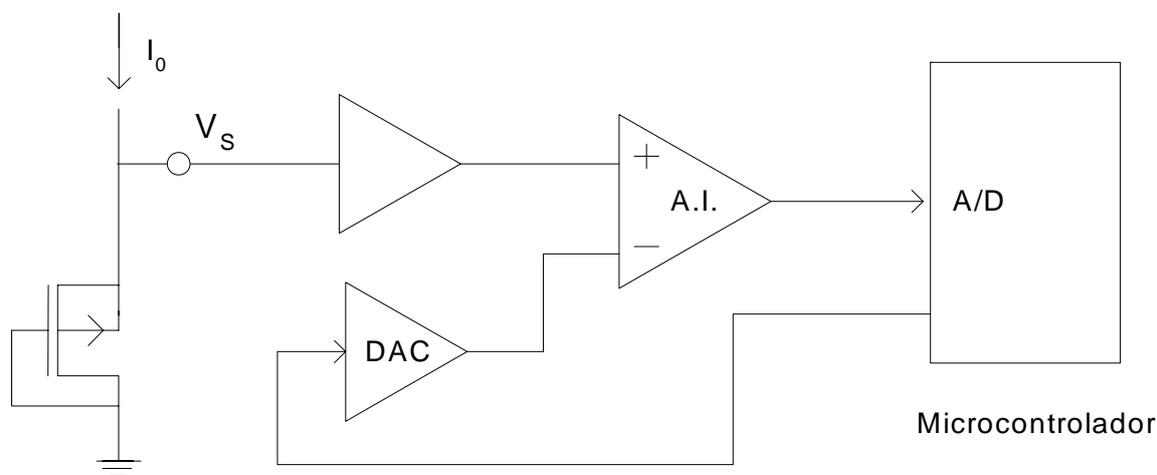


Figura 5.8. Diagrama de bloques del circuito de medida de la tensión de fuente.

Para conseguir poner a cero la tensión amplificada, se envía un valor inicial al DAC para que su terminal de salida se encuentre en torno a 3 V. A continuación, se mide la tensión de fuente y la ganancia con la que se realiza la medida. El microcontrolador calcula la palabra digital necesaria a enviar al DAC para que la tensión de fuente amplificada se encuentre próxima a 0 V, más concretamente en torno a 0.5 V. La tensión de salida del amplificador de instrumentación vendrá dada por:

$$V_0^{A.I.} = G(V_s - V_0^{DAC}), \quad (5.3)$$

donde,  $G$  es la ganancia del amplificador de instrumentación,  $V_s$  la tensión de fuente del transistor y  $V_0^{DAC}$  la tensión de salida del convertidor digital-analógico. El voltaje de salida del DAC vendrá dado por:

$$V_0^{DAC} = \frac{n_{DAC}}{n_{DAC}^{MAX}} V_{ref}^{DAC}, \quad (5.4)$$

siendo  $n_{DAC}$  la palabra digital del convertidor,  $n_{DAC}^{MAX}$  el valor máximo que puede alcanzar y  $V_{ref}^{DAC}$  la tensión de referencia de dicho convertidor. Para un convertidor A/D, la palabra digital resultante de la conversión se relaciona con el voltaje de entrada mediante la siguiente expresión:

$$n_{ADC} = \frac{V_{in}^{ADC}}{V_{ref}^{ADC}} n_{ADC}^{MAX}, \quad (5.5)$$

Partiendo de las expresiones (5.3), (5.4) y (5.5), se puede relacionar la tensión de fuente y las variables digitales:

$$n_{Vs\_Amp} \frac{V_{ref}^{ADC}}{n_{ADC}^{MAX}} = G \left( V_s - \frac{n_{DAC}}{n_{DAC}^{MAX}} V_{ref}^{DAC} \right) \quad (5.6)$$

Despejando la tensión de fuente, se tiene que:

$$V_s = \frac{n_{Vs\_Amp}}{n_{ADC}^{MAX}} \frac{V_{ref}^{ADC}}{G} + \frac{n_{DAC}}{n_{DAC}^{MAX}} V_{ref}^{DAC} \quad (5.7)$$

En el prototipo P-01, como en versiones siguientes, el voltaje de referencia para el DAC fue el mismo que para el ADC, por lo que:

$$V_S = V_{ref} \left( \frac{n_{Vs\_Amp}}{n_{ADC}^{MAX}} \cdot G + \frac{n_{DAC}}{n_{DAC}^{MAX}} \right) \quad (5.8)$$

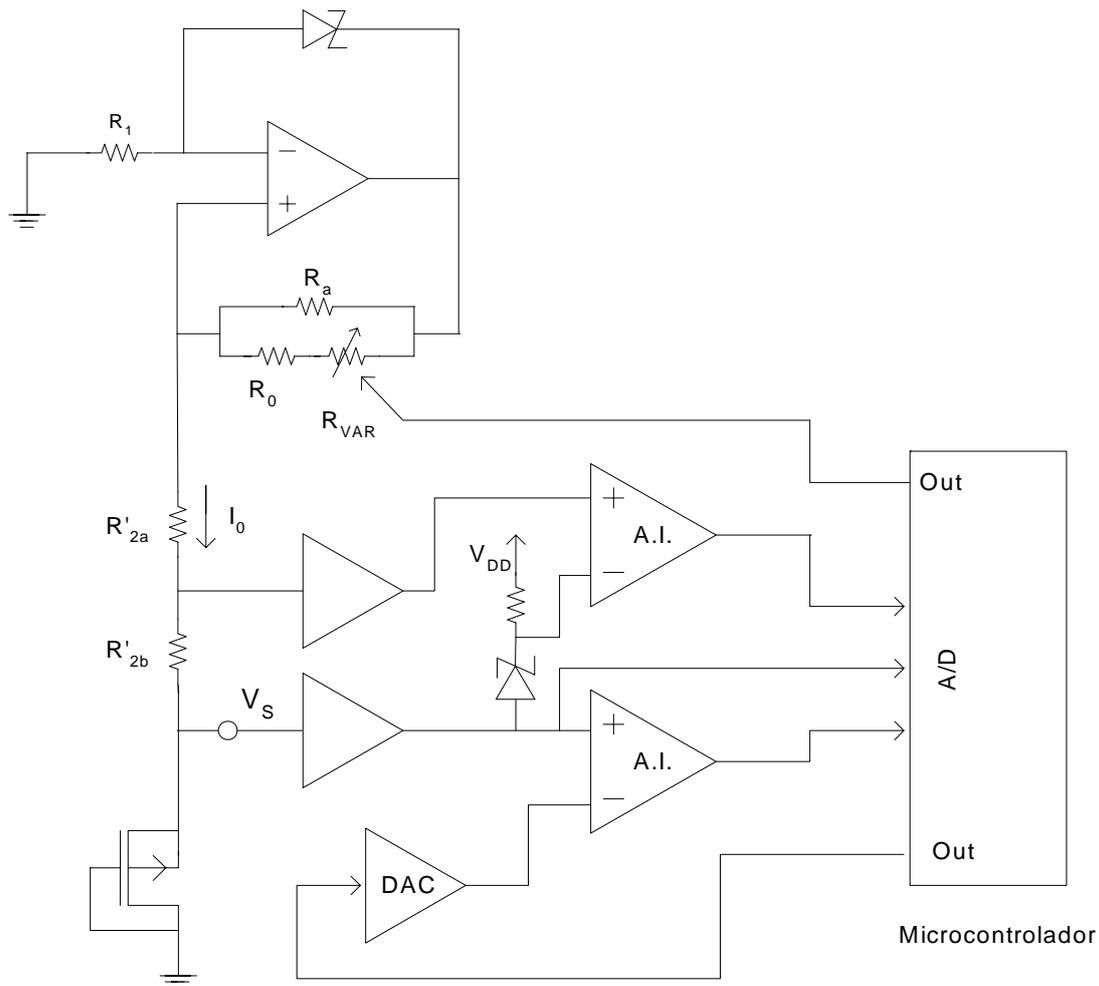
Tanto en el caso de un convertidor analógico-digital, como en un digital-analógico, el valor máximo de la palabra digital vendrá dada por el número de bits:

$$n^{MAX} = 2^{n\_bits} - 1. \quad (5.9)$$

El microcontrolador calcula la palabra digital necesaria a enviar al DAC para que, tras una primera medida de la tensión de fuente, la nueva tensión de fuente se encuentre dentro de los valores deseados.

#### **5.3.4. Esquema de la circuitería analógica del prototipo P-01**

En este apartado se va mostrar, a modo de resumen, el esquema de los diferentes bloques de excitación y de adecuación de la tensión de fuente amplificada. En la figura 5.9 se muestra la circuitería analógica del prototipo P-01.



**Figura 5.9.** Esquemático de la circuitería analógica del prototipo P-01.

### 5.3.5. Algoritmo de medida

Vamos a describir el proceso de medida del prototipo P-01. Antes de irradiar se envía el valor necesario al DAC para que la tensión de fuente amplificada esté próxima a los 0 V (puesta a cero). La palabra digital DAC se almacena en una memoria interna, así como la tensión de fuente amplificada producto de la puesta a cero y la tensión de fuente sin amplificar. Ambas magnitudes se miden en 1024 ocasiones y se promedia en el microcontrolador para aumentar la relación señal-ruido (*Signal to Noise Ratio*, SNR). Una vez irradiado el sensor, el valor del DAC es leído de la memoria y restaurado, midiendo de nuevo la nueva tensión de fuente, tanto la directa como la amplificada. Se almacenan los valores de la tensión de fuente antes y después de irradiar, de modo que se pueda calcular el incremento. Con una calibración adecuada del sensor se puede relacionar este incremento con la dosis recibida. Este último cálculo únicamente se

realizó en el último prototipo diseñado, por lo que los resultados obtenidos con el P-01 se mostrarán en cuentas digitales.

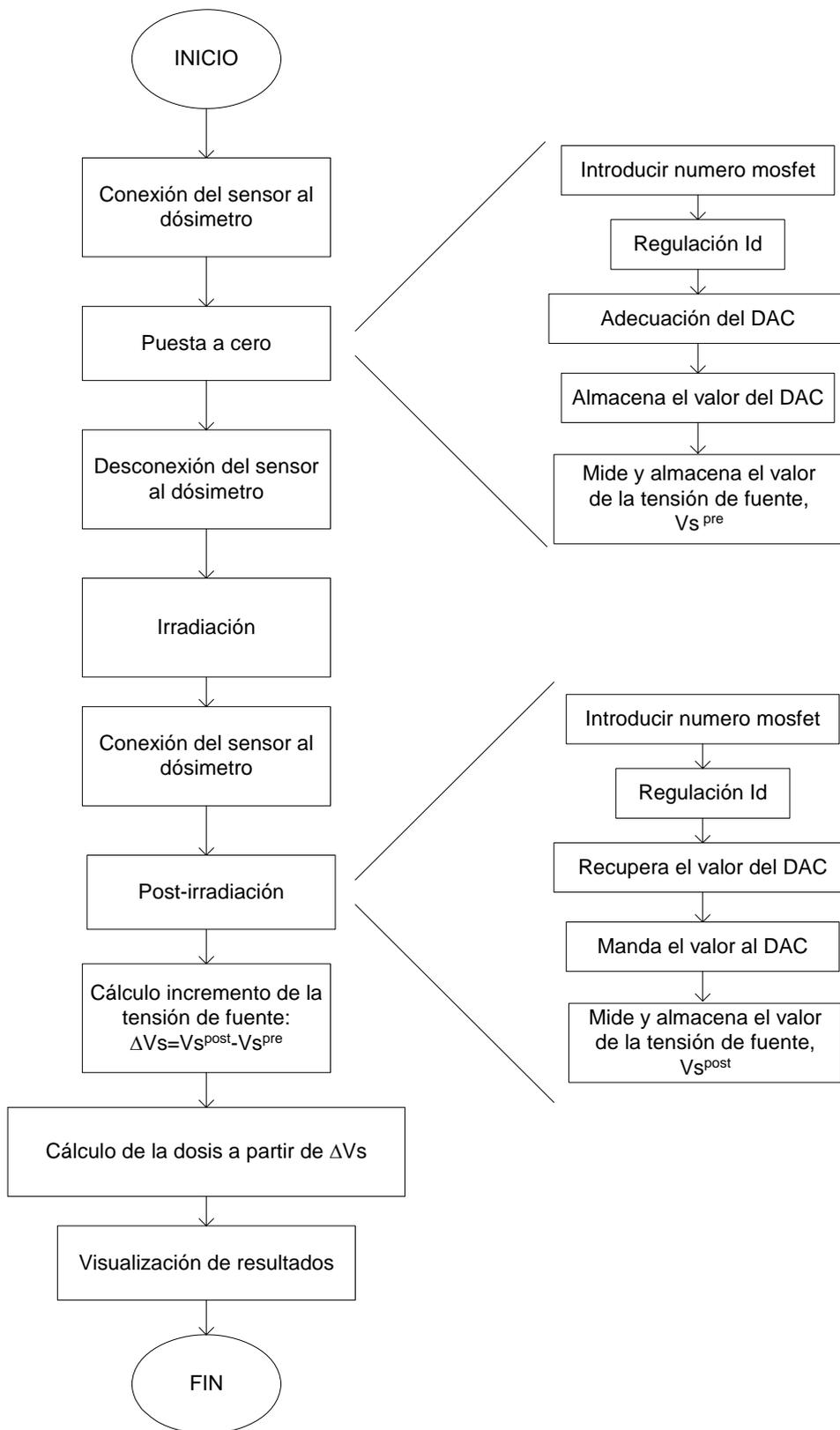


Figura 5.10. Algoritmo de medida

El dosímetro es capaz de manejar simultáneamente un máximo de 256 sensores diferentes, basta con identificar el sensor introduciendo su número mediante el teclado matricial. En la figura 5.10 se muestran las fases de la medida.

Además de las medidas incrementales de la tensión de fuente, se puede medir con el prototipo la tensión de fuente en función del tiempo y almacenarlo en memoria. Esto resulta de gran utilidad para el estudio de la recuperación de la tensión umbral, o *fading*, tras una irradiación.

### 5.3.6. Realización del prototipo P-01

Hasta el momento, se han tratado los bloques como elementos ideales. A la hora de diseñar la PCB, se ha de tener en cuenta en qué zona de la misma vamos a colocar cada uno de los componentes. Se han de separar, por cuestiones de compatibilidad electromagnética, los bloques digitales de los componentes analógicos. Las conexiones de tierra se han de hacer también por separado. Así, se tiene un plano de tierra para la electrónica digital y otro plano de tierra para la analógica.

En la figura 5.11, se muestra la placa electrónica de nuestro prototipo. En ella se puede apreciar cómo en la parte superior de la misma se encuentra el microcontrolador, el adaptador de niveles y la circuitería necesaria para el manejo del teclado. En la parte central y en la inferior se sitúa la mayor parte de la circuitería analógica. En la figura 5.11b se aprecia la separación del plano de masa analógico y el digital. Un tercer plano de masa es el que corresponde a la alimentación. En él se conecta un regulador que alimenta la placa, en el caso de que el prototipo sea alimentado con un transformador externo. Además, se puede alimentar con una batería PP3 de tensión nominal 9 V.

La placa de circuito impreso se aloja en una caja apantallada con una delgada capa metálica, del fabricante Hammond-Manufacturing (USA). En ella se han colocado los siguientes elementos: teclado, pantalla de cristal líquido, conmutador de ganancia del amplificador de instrumentación o selección de fondo de escala, conector al PC, interruptor de encendido y conector para el sensor, situado en la parte inferior del instrumento, como puede apreciarse en la figura 5.12a.

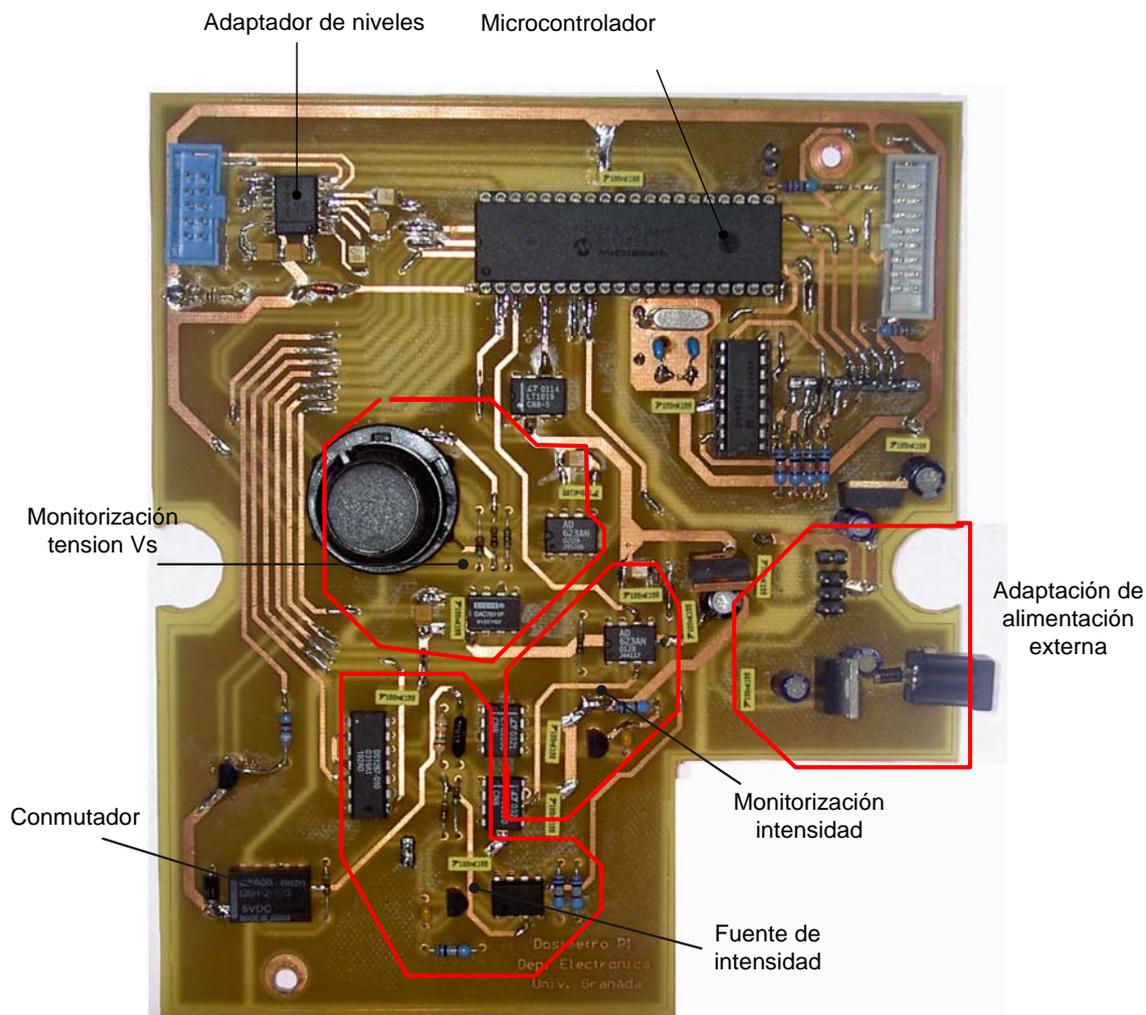
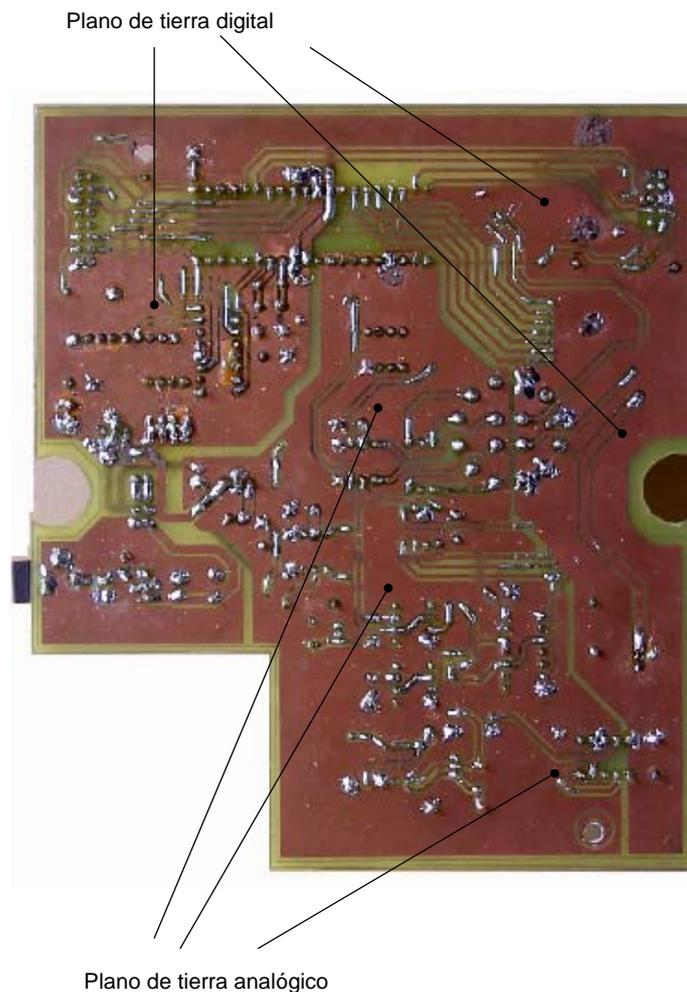
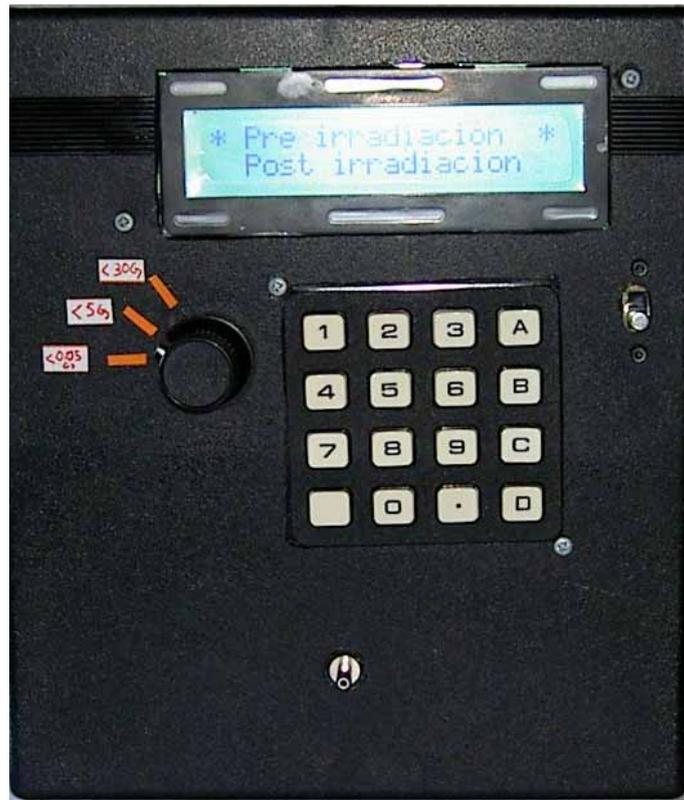


Figura 5.11a. PCB del prototipo. Cara superior



**Figura 5.11b.** PCB del prototipo. Cara inferior.

Por el conector DB9, que se muestra en la figura 5.12b, por el que el prototipo P-01 se conecta al PC, se puede programar el microcontrolador mediante un programador adaptado a tal fin. Esto facilita el desarrollo y la depuración del programa de control del microcontrolador, ya que no era necesario extraer el microcontrolador para la actualización de su programa. La unidad central de control se programó en lenguaje ensamblador, utilizando un entorno de programación, conocido como MPLAB, facilitado gratuitamente por el fabricante, Microchip, en sus versiones 7.20 y anteriores. En la figura 5.12 se muestra la apariencia exterior de nuestro prototipo P-01.



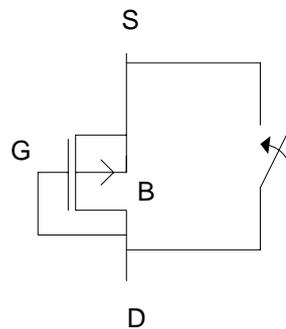
**Figura 5.12a.** Vista superior del prototipo



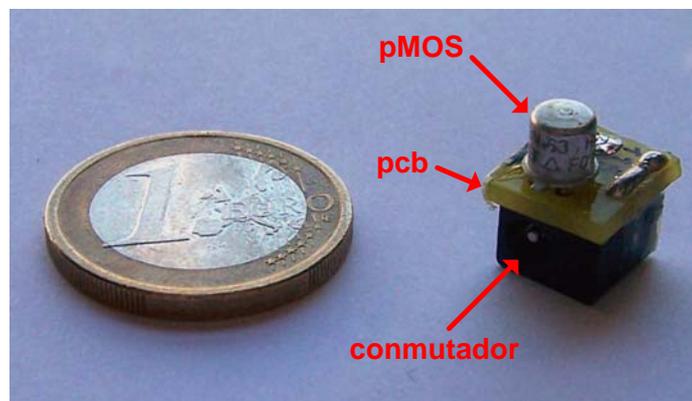
**Figura 5.12b.** Vista lateral del prototipo, dejando visible la conexión al PC.

### 5.3.7. Configuración del módulo sensor

Para evitar inyecciones de carga accidentales durante su manipulación e irradiación, todos sus terminales han de permanecer cortocircuitados. Este cortocircuito se ha de abrir durante la medida de la tensión de fuente, dejando los terminales de puerta y drenador cortocircuitados, pero separados de los terminales de fuente y sustrato que estarán también cortocircuitados entre sí, como se muestra en la figura 5.13a. Esto se implementó mediante un conector conmutado de alimentación, que no es más que un terminal hembra que abre uno de sus terminales al conectarlo al terminal macho correspondiente. A partir de ahora, denominaremos como módulo sensor, al transistor pMOS acompañado de la placa de circuito impreso y el elemento necesario para mantener cortocircuitados los terminales de fuente y drenador del MOSFET. En la figura 5.13b se puede ver la apariencia del módulo sensor utilizado junto al P-01. En este prototipo, la apertura del cortocircuito es mecánica y se realiza al conectar el módulo sensor al prototipo.



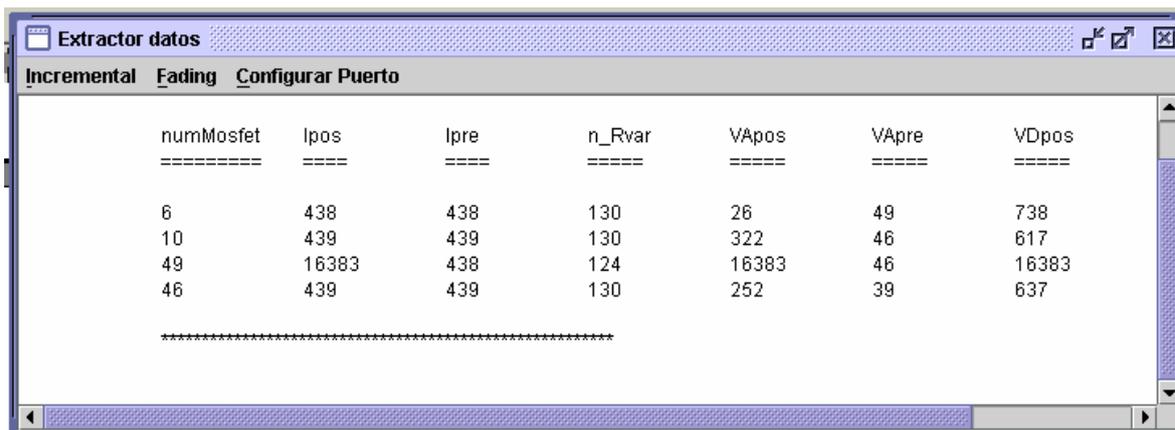
**Figura 5.13a.** Esquema del módulo sensor, compuesto por el conector conmutado de alimentación y el transistor pMOS.



**Figura 5.13b.** Imagen real del módulo sensor, transistor pMOS 3N163 conectado al conmutador de alimentación mediante la placa de circuito impreso.

### 5.3.8. Descarga de datos al computador

Resulta de gran utilidad poder salvar los datos de los sensores tratados al computador. Para ello, se creó un programa en lenguaje JAVA, que mediante el puerto serie permitía guardar en un fichero de texto los resultados de las irradiaciones en los sensores deseados. El dosímetro permite la visualización de los datos de la irradiación, *fading* y configuración, tanto en la pantalla de cristal líquido del propio prototipo como en el PC. En ambos casos, el microcontrolador recupera de la memoria los valores de las tensiones obtenidos antes y después de la irradiación. Si no se envían al PC, el dosímetro realiza la resta de las tensiones y las muestra en pantalla. El valor de las tensiones se expresa mediante un número entero de 0 a 1023. En la figura 5.14 se muestra la ventana principal del programa desarrollado.



The screenshot shows a window titled 'Extractor datos' with three tabs: 'Incremental', 'Fading', and 'Configurar Puerto'. The 'Fading' tab is active, displaying a table of data. The table has seven columns: numMosfet, lpos, lpre, n\_Rvar, VApos, VApré, and VDpos. Each column has a header with a series of asterisks. Below the headers, there are four rows of data. A horizontal line of asterisks is visible below the last row of data.

numMosfet	lpos	lpre	n_Rvar	VApos	VApré	VDpos
6	438	438	130	26	49	738
10	439	439	130	322	46	617
49	16383	438	124	16383	46	16383
46	439	439	130	252	39	637

Figura 5.14. Ventana principal del programa de descarga de datos del dosímetro P-01.

La aplicación se realizó en JAVA por ser un lenguaje de libre distribución y que además funciona bajo Windows, Linux ó Unix con un mismo código sin necesidad de modificación.

### 5.3.9. Resultados experimentales

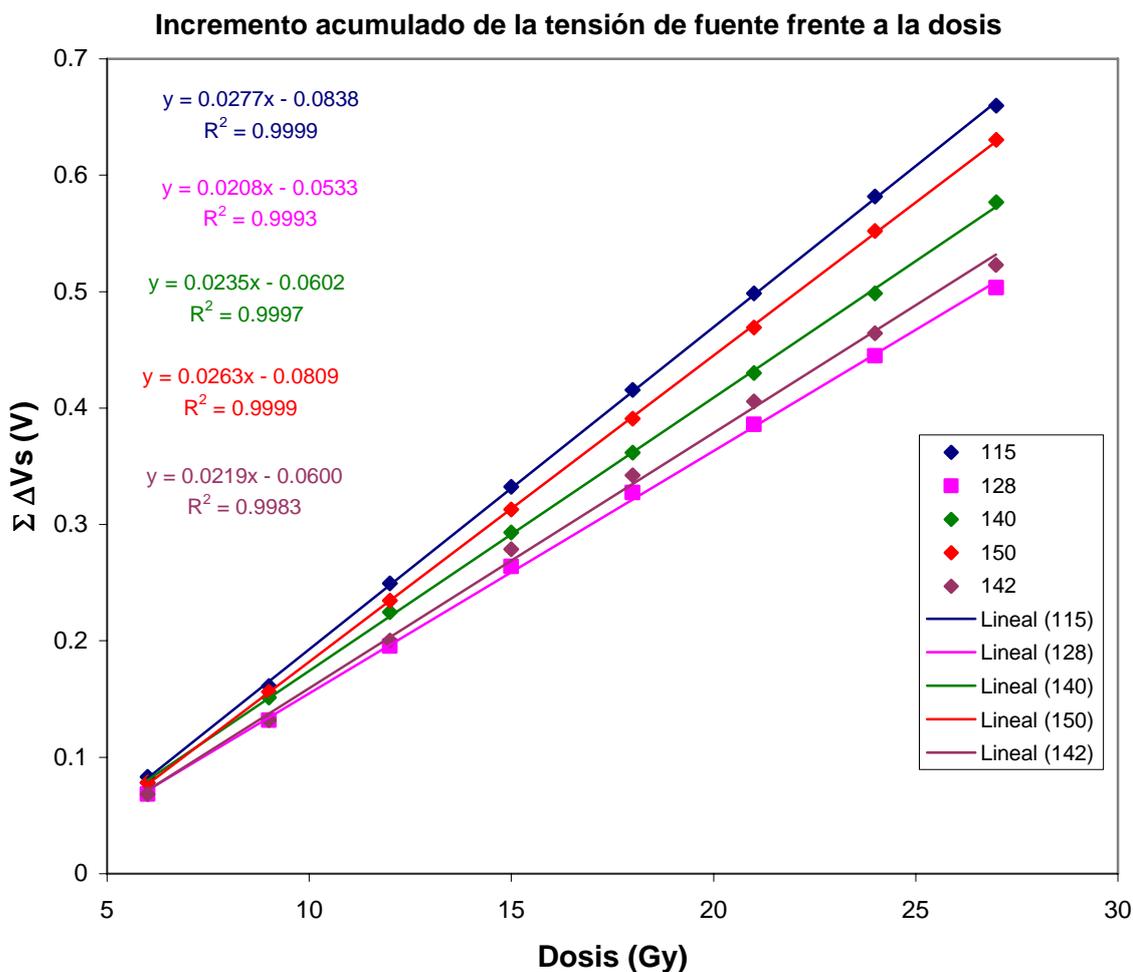
En este apartado se van a mostrar los primeros resultados obtenidos con este prototipo realizando medidas dosimétricas. Básicamente, el estudio se ha reducido a

reproducir las curvas de incremento de la tensión acumulada, frente a la dosis acumulada, y a la medición del *fading*.

### **5.3.9.1. Respuesta con la dosis**

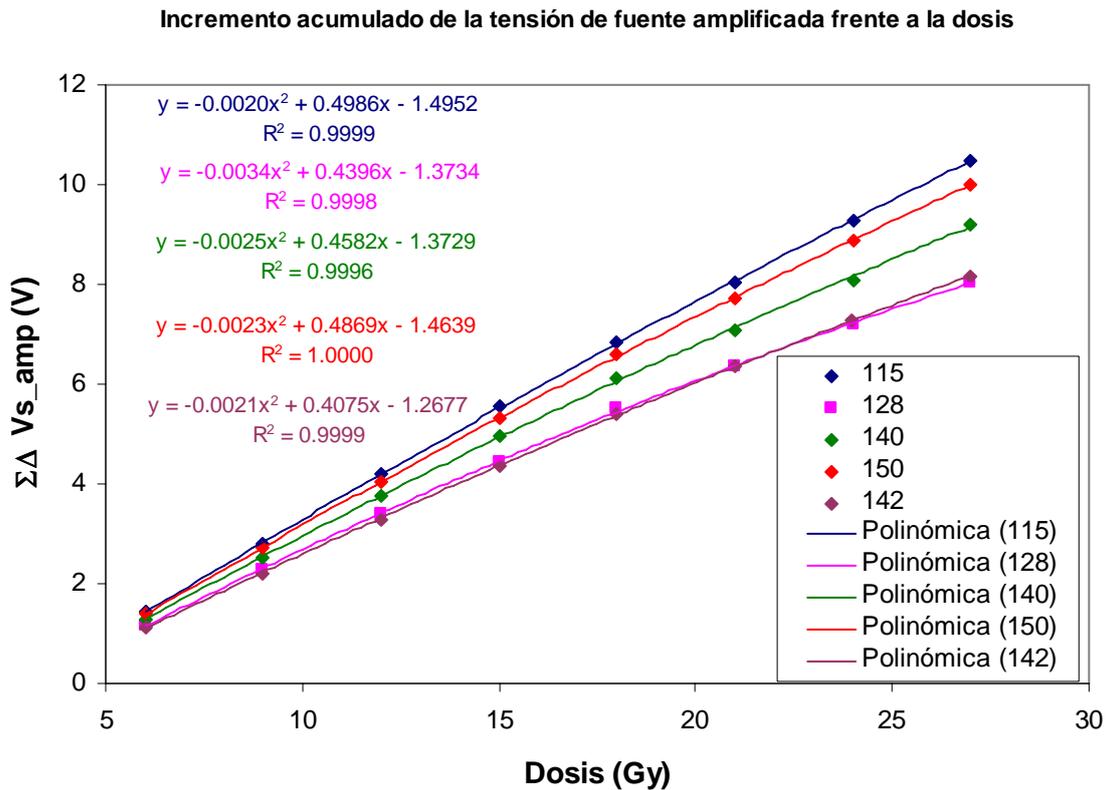
Se tomó un conjunto de cinco módulos sensores que se irradiaron en sesiones de 3 Gy, con incidencia normal, situando la parte superior del encapsulado a 80 cm de la fuente de  $^{60}\text{Co}$ . Las diferentes irradiaciones se realizaron los días 19 y 22 de Abril de 2004. Para determinar la dosis, se calculó el factor debido al decaimiento radiactivo, aunque en un período de tiempo tan corto resultó muy próximo a la unidad. La medida de la tensión de fuente se realizó transcurridos 5 minutos después de finalizar la irradiación.

El incremento acumulado de la tensión de fuente directa, sin amplificar, responde de forma aproximadamente lineal. Sin embargo, comienza a perder la linealidad reduciéndose su sensibilidad a dosis más elevadas. Este fenómeno se acentúa, como era de esperar, para la tensión de fuente amplificada. Véanse las figuras 5.15 y 5.16.



**Figura 5.15.** Incremento acumulado de la tensión de fuente sin amplificar frente a la dosis medido con el prototipo P-01.

El prototipo P-01 proporcionaba los diferentes incrementos en cuentas digitales. Teniendo en cuenta que el ADC es de 10 bits y que la tensión de referencia era de 5 V, cada cuenta digital se corresponde con 4.88 mV. En la gráfica recogida en la figura 5.16, correspondiente a la tensión de fuente amplificada, se ha realizado un ajuste cuadrático. En ella se puede apreciar cómo a dosis acumuladas elevadas la sensibilidad del transistor se va reduciendo.



**Figura 5.16.** Incremento acumulado de la tensión de fuente amplificada frente a la dosis medido con el prototipo P-01.

Conociendo la ganancia del amplificador de instrumentación, se puede calcular el incremento de la tensión de fuente a partir del incremento de la tensión amplificada:

$$\Delta V_S = \frac{\Delta V_S^{amp}}{G}, \quad (5.10)$$

Para determinar la sensibilidad de cada transistor en las diferentes sesiones, basta con dividir el incremento de la tensión de fuente entre la dosis suministrada en dicha irradiación. Para la sesión  $i$ -ésima tendremos que:

$$S_i = \frac{\Delta V_{S,i}}{D_i}. \quad (5.11)$$

En la tabla 5.1 y la figura 5.17, se muestran las sensibilidades de los diferentes transistores en cada una de las irradiaciones y la dosis acumulada en la sucesión de irradiaciones. Se puede observar cómo la sensibilidad varía de unos a otros de forma significativa. Esto nos indica que, para uso clínico, se deberá realizar una calibración

individual para sensor y determinar así su sensibilidad inicial. Por otro lado, la sensibilidad presenta una tendencia decreciente según aumenta la dosis total absorbida, aunque en algunas sesiones se produce una recuperación puntual. La pérdida de sensibilidad, como ya se comentó en el capítulo 2, se debe, entre otros factores que comentaremos más adelante, al efecto de apantallamiento del campo eléctrico dentro del óxido por las cargas creadas por la irradiación, produciendo una reducción del volumen de óxido efectivo en el que se podrían crear pares electrón-hueco. El repunte final de la sensibilidad del transistor 140 se debe a una inyección de carga fortuita producida durante la manipulación.

Dosis (Gy)	Sen_Vs (mV/Gy)				
	115	128	140	142	150
6.00	28.0	22.8	25.2	21.9	26.9
9.00	26.3	21.4	23.7	21.1	25.8
12.00	27.7	21.8	24.2	20.8	26.3
15.00	26.3	20.7	23.8	21.1	24.6
18.00	24.6	20.4	22.4	20.4	24.5
21.00	23.8	16.5	18.8	18.4	21.9
23.99	24.2	16.7	19.4	17.9	23.0
26.99	23.4	16.1	22.1	17.4	21.7

Tabla 5.1. Sensibilidad de la tensión de de fuente de los transistores estudiados en las diferentes sesiones de irradiación. Datos obtenidos con el prototipo P-01.

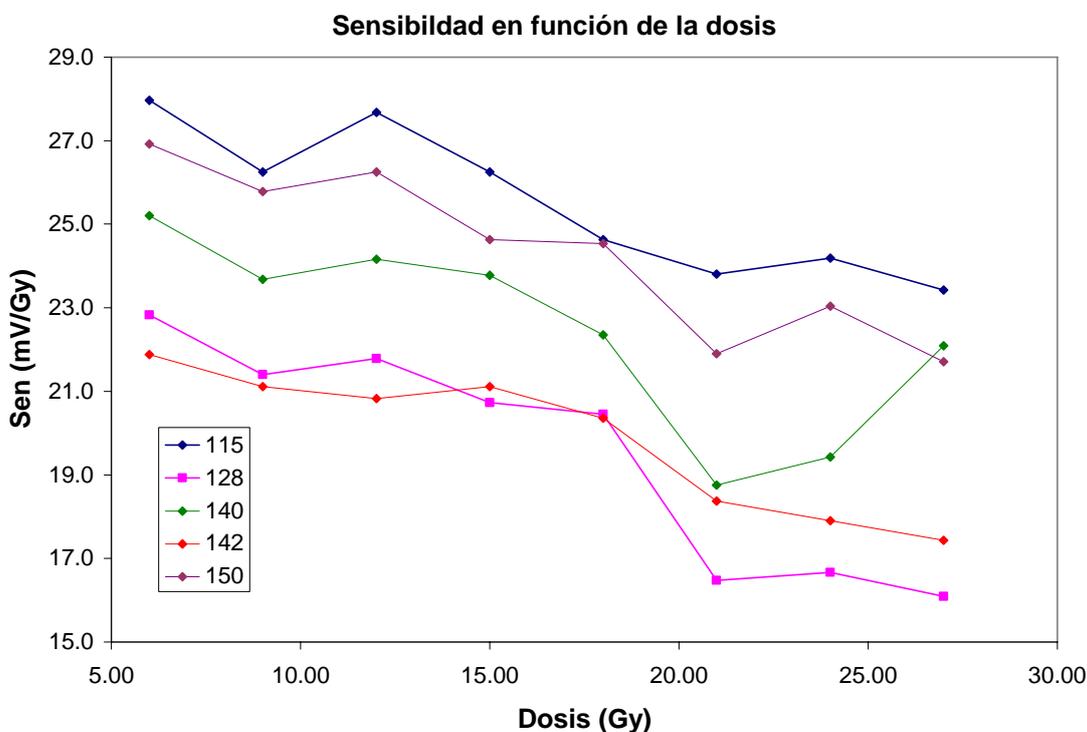


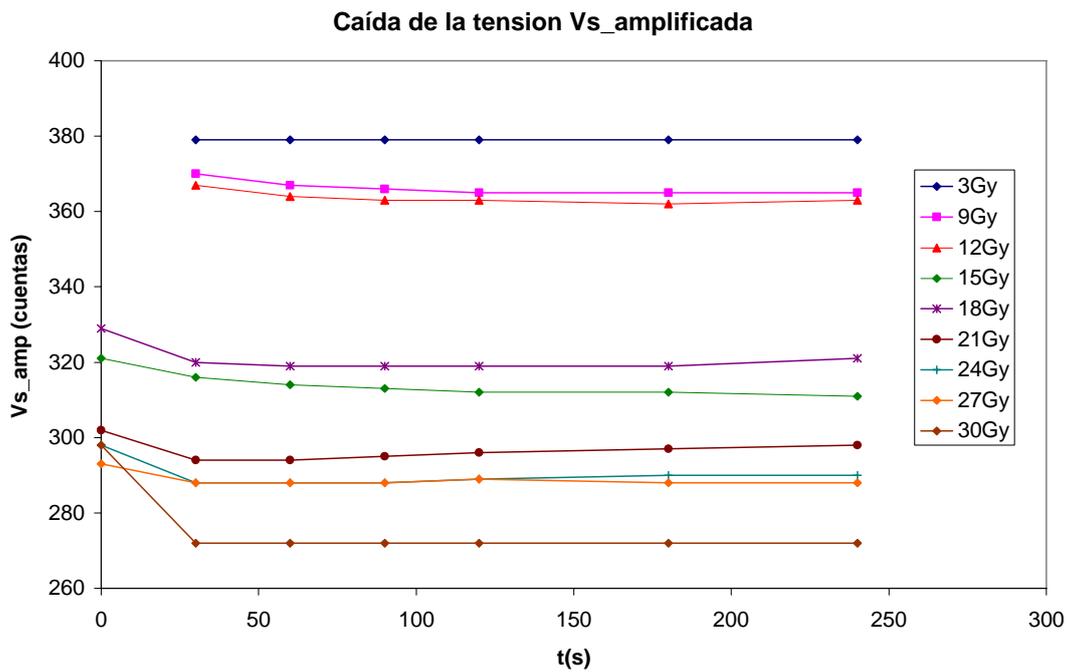
Figura 5.17. Sensibilidad de la tensión de fuente de los transistores estudiados en las diferentes sesiones de irradiación. Datos obtenidos con el prototipo P-01.

### 5.3.9.2. Estudio de la recuperación del sensor

Con el prototipo diseñado, se puede medir el *fading*. Mediante una de las opciones del menú principal, se introduce el número de medidas a tomar así como el tiempo que transcurre entre medidas consecutivas. El retardo no tiene porqué ser el mismo para todas las medidas, se puede definir hasta un total de 256 tandas, indicando en cada una de ellas el número y el tiempo de retardo entre medidas. Para incrementar la sensibilidad también se utiliza el algoritmo de adecuación de la tensión de fuente amplificada descrito anteriormente, con la salvedad de que para medir la recuperación de la tensión de fuente, la puesta a cero de la tensión amplificada se fija en torno a los 2.5 , la mitad del rango de entrada del ADC.

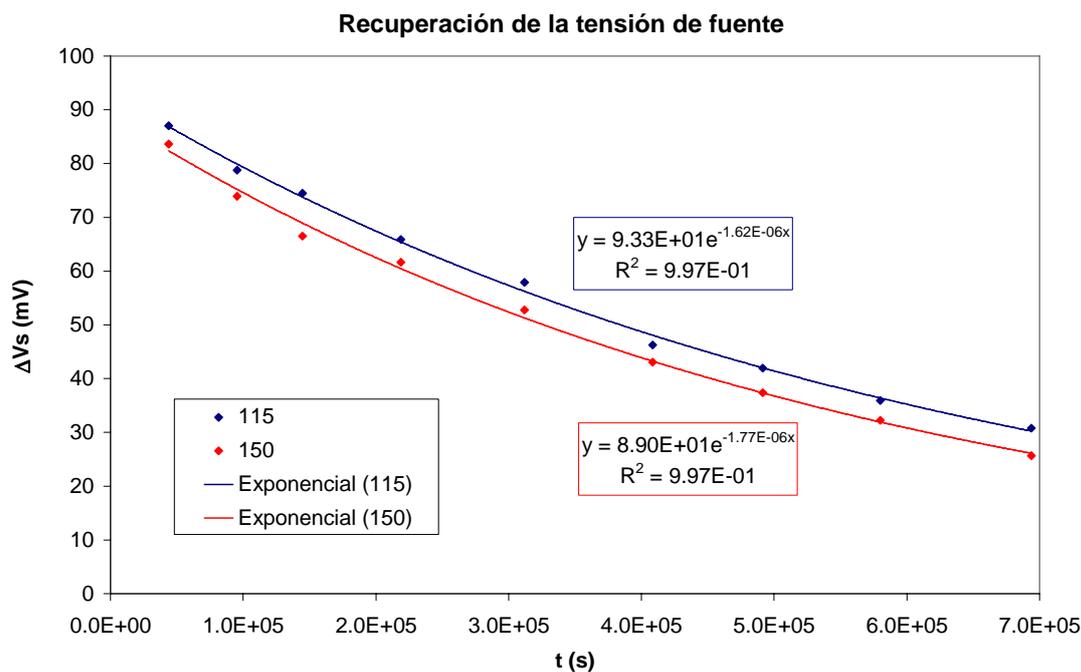
Se van a presentar los resultados del estudio de la recuperación del sensor obtenidos con el prototipo P-01. El estudio de la recuperación del voltaje de fuente a corriente constante se va a realizar tanto en los minutos siguientes al cese de la irradiación, que denominaremos como recuperación a corto plazo, y la recuperación de la tensión de fuente durante períodos de tiempo del orden de días, que llamaremos recuperación a largo plazo.

El estudio de la recuperación a corto plazo únicamente se pudo realizar con un transistor, ya que el prototipo sólo permite medir los sensores de uno en uno. Para ello, se usó el transistor 146. La medida sucesiva de la tensión de fuente puede afectar a la sensibilidad del transistor en irradiaciones posteriores, pues al circular por él cierta intensidad, se favorece la recombinación de los huecos creados por la radiación y atrapados en las inmediaciones de la interfase, disminuyendo la densidad de carga que produce el apantallamiento del campo eléctrico que provoca la pérdida de sensibilidad. Se midió la tensión de fuente durante los 4 minutos siguientes a la irradiación en intervalos de 30 segundos. Se observó que la tensión de fuente decaía en los primeros instantes al cesar la radiación, pero que a partir de 2 minutos aproximadamente la tensión se estabilizaba. También se observó que la caída de la tensión de fuente era más acentuada cuanto mayor era la dosis acumulada, lo que se puede comprobar en la figura 5.18. Otros autores, como Ramani et al. [RAM97] estudian la variación del parámetro dosimétrico, observando que transcurridos 60 segundos aproximadamente, queda estabilizado.



**Figura 5.18.** Recuperación de la tensión de fuente a corto plazo para el transistor 146.

La medida de la recuperación a largo plazo se realizó con dos transistores, midiendo cada 12 horas, el valor de la tensión de fuente amplificada. Se utilizó la pareja de transistores 115 y 150, que fueron previamente irradiados con 27 Gy en sesiones de 3 Gy. Al término de la última irradiación se tomó el origen de tiempos, y se comenzó a registrar el incremento de la tensión de fuente, monitorizada a través de la tensión de fuente amplificada. En la figura 5.19 se muestran los resultados.



**Figura 5.19.** Recuperación de la tensión de fuente en función del tiempo.

Como ya se describió en el capítulo 2, la tensión umbral tiende al valor anterior a la irradiación según una ley temporal de tipo exponencial. La recuperación de la tensión umbral, y con ella la tensión de fuente a corriente constante, se produce por la recombinación de los huecos creados por la radiación y atrapados en el óxido, con electrones provenientes del sustrato del transistor que atraviesan la barrera de potencial por efecto túnel. La probabilidad que un electrón atraviese por efecto túnel la barrera de potencial decrece de forma exponencial con el ancho de dicha barrera. Con el paso del tiempo, la barrera de potencial va incrementando su anchura, reduciendo la probabilidad de paso de electrones del sustrato al óxido de forma exponencial. Como resultado, el incremento de la carga en el óxido, y con ella la tensión umbral, y por consiguiente la tensión de fuente a corriente constante, evoluciona temporalmente según la misma ley exponencial:

$$\Delta V_s = A \cdot e^{-Bt} \quad (5.12)$$

Se realizó un ajuste exponencial de la recuperación de la tensión de fuente para ambos transistores. Los resultados se muestran en la figura 5.19 y en la tabla 5.2. En ellas se puede apreciar cómo el coeficiente de correlación del ajuste es muy próximo a

la unidad, lo que significa que linealizando la dependencia exponencial, tomando logaritmos, se obtiene una dependencia aproximadamente lineal.

	Mosfet 115		Mosfet 150	
	A (s <sup>-1</sup> )	B (mV)	A (s <sup>-1</sup> )	B (mV)
<b>Coefficientes</b>	-1.62E-06	93.3	-1.77E-06	89.0
<b>Error</b>	3.E-08	1.2	3.E-08	1.2
<b>R<sup>2</sup></b>	0.997		0.997	

**Tabla 5.2.** Resultados del ajuste exponencial de la recuperación de la tensión de fuente

Se puede calcular la constante de tiempo de la recuperación de cada transistor como el inverso del coeficiente B del ajuste:

$$\tau_{115} = (6.16 \pm 0.13) \cdot 10^5 \text{ s}$$

$$\tau_{150} = (5.66 \pm 0.11) \cdot 10^5 \text{ s}$$

Como hemos visto en este apartado, la recuperación a corto plazo de la tensión de fuente se puede despreciar transcurridos un par de minutos después de la irradiación. En cuanto a la recuperación a largo plazo sigue una ley exponencial con una constante de tiempo del orden de  $6 \cdot 10^5 \text{ s} \approx 1 \text{ semana}$ . Para que la recuperación a largo plazo no afecte a nuestra medida, deberemos medir la tensión de fuente en un periodo de tiempo que sea mucho menor que la constante de tiempo de la recuperación a largo plazo. Por lo tanto medida se deberá realizar transcurrido un periodo,  $\tau$ , después del cese de la irradiación que cumpla:

$$120 \text{ s} < \tau \ll 6 \cdot 10^5 \text{ s} \quad (5.13)$$

Para las diferentes medidas se tomó  $\tau = 300 \text{ s}$  que, como se puede apreciar, cumple las especificaciones anteriores.

### 5.3.10. Limitaciones del P-01

Analizados los resultados experimentales podemos afirmar que el parámetro dosimétrico utilizado, resulta adecuado para ser utilizado en la medida de dosis en tratamientos de radioterapia, ya que se puede implementar en un instrumento portátil y el algoritmo de medida resulta bastante sencillo. Sin embargo, hemos de tener en cuenta ciertos aspectos, como son tiempo necesario para que se estabilice el voltaje de fuente, así como la pérdida de sensibilidad con la dosis suministrada.

El protocolo de medida deberá incorporar un período de espera entre el cese de la irradiación y la medida del parámetro dosimétrico, de aproximadamente 5 minutos. El valor del tiempo de espera no es crítico, ya que basta con que sea superior a 120 s, y mucho menor que  $6 \cdot 10^5$  s. Si transcurre demasiado tiempo entre el cese de la radiación y la medida, se subestimarán la dosis suministrada, debido a la recuperación a largo plazo del sensor. Por lo tanto, midiendo el incremento total del parámetro dosimétrico en el propio sensor no se podrá calcular la dosis total recibida, sino que deberán guardarse en una memoria no volátil la sumatoria de los diferentes incrementos de la tensión de fuente, o de forma equivalente, la suma de las dosis recibidas en cada una de las irradiaciones.

En cuanto a la respuesta de la tensión de fuente amplificada en función de la dosis recibida, se han encontrado sensibilidades notablemente diferenciadas para los distintos transistores, lo que nos indica que para uso clínico cada sensor ha de calibrarse individualmente. Además, cada sensor muestra una pérdida de sensibilidad notable, lo que causaría problemas a la hora de la calibración del sensor, ya que para la obtención de la característica cuadrática deberíamos usar dos puntos de calibración. Sin embargo, esta pérdida de sensibilidad no siempre sigue una tendencia decreciente, sino que puede experimentar cierta recuperación al recombinarse cierto número de huecos en el óxido, durante largos períodos de tiempo sin que el transistor sea irradiado. Por lo tanto, el uso de dos puntos de calibración para obtener la dependencia cuadrática, no siempre conduciría a resultados satisfactorios.

La pérdida de sensibilidad se presenta como el principal aspecto susceptible de mejora en el prototipo P-01. En el capítulo 2, se describió cómo el apantallamiento del campo eléctrico dentro del óxido por parte de las cargas creadas por la radiación, causaba una disminución del volumen de  $\text{SiO}_2$  en el que el campo eléctrico era distinto de cero. Se reduce, por tanto, el volumen en el que se pueden separar los pares electrón hueco, disminuyendo el volumen efectivo de detección, y causando una pérdida de la sensibilidad del transistor. Recordemos que, en el capítulo 2, se había definido la sensibilidad como el incremento de la tensión umbral por unidad de dosis. Sin embargo, como mostraremos a continuación, la tensión de fuente medida a corriente constante sufrirá mayor pérdida de linealidad que la tensión umbral.

Si cortocircuitamos el terminal de puerta y drenador de un pMOS el transistor se encontrará en saturación. Si por él se hace circular una corriente constante, el incremento de tensión de fuente era aproximadamente igual al incremento de tensión umbral siempre y cuando la transconductancia del canal se pudiera considerar constante:

$$\Delta V_t \cong \Delta V_s, \text{ sólo si } \beta \approx \text{cte} \quad (5.14)$$

En el capítulo 3, donde se caracterizó la respuesta del sensor a la dosis recibida, se obtuvo que la transconductancia muestra un decrecimiento monótono con la dosis acumulada. El incremento de la tensión de fuente a corriente constante no sólo se deberá al incremento de la tensión umbral, sino que las variaciones en la transconductancia del canal también afectarán, así:

$$\Delta V_s = \Delta V_t + \Delta V_s^{(\beta)} \quad (5.15)$$

Para realizar una descripción más intuitiva se va a relacionar la resistencia del canal al paso de los portadores con la transconductancia. Recordemos que:

$$\beta \equiv \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \quad (5.16)$$

Por otro lado, la resistencia del canal al paso de la corriente es inversamente proporcional a la movilidad de los huecos, por lo que:

$$R_{canal} \propto \frac{1}{\mu_p}. \quad (5.17)$$

De (5.16) y (5.17) se puede concluir que:

$$R_{canal} \propto \frac{1}{\beta}. \quad (5.18)$$

Teniendo en cuenta que se está polarizando el transistor a corriente constante,  $I$ , el incremento de la tensión de fuente debido a la variación de la transconductancia, o equivalentemente de la resistencia del canal, se puede escribir cómo:

$$\Delta V_S^{(\beta)} = I \cdot \Delta R_{canal} \quad (5.19)$$

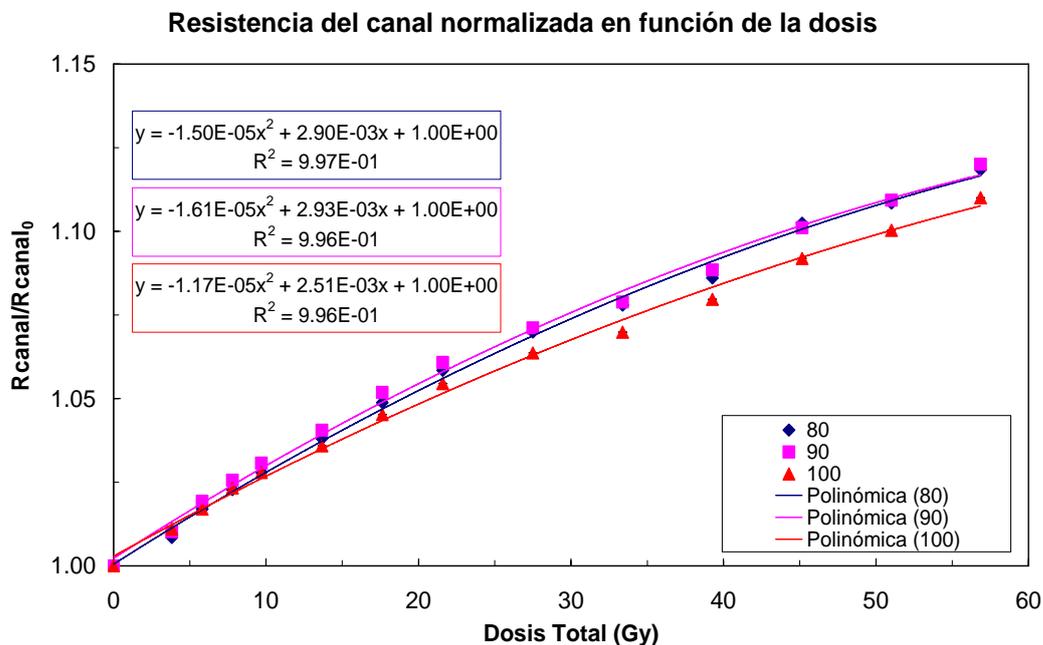
Por lo tanto, la expresión (5.15) queda como:

$$\Delta V_S = \Delta V_t + I \cdot \Delta R_{canal} \quad (5.20)$$

Veamos cómo varía la resistencia del canal frente a la dosis recibida por el transistor. Se va a normalizar dicha resistencia al valor inicial de la misma, antes de cualquier irradiación, como:

$$\frac{R_{canal}}{R_{canal,0}} = \frac{\beta_0}{\beta} \quad (5.21)$$

Representando la resistencia del canal normalizada frente a la dosis total recibida se obtiene la figura 5.20. Para mayor claridad, se representan únicamente los resultados para tres transistores en régimen de saturación, con  $V_{GD} = 0$ . El resto de transistores se comportaban de manera similar.



**Figura 5.20.** Resistencia del canal en función de la dosis total recibida.

En la figura 5.20 se puede apreciar cómo el incremento de la resistencia del canal por unidad de dosis se reduce según aumenta la dosis total recibida. Como el transistor se polariza a corriente constante, según (5.19), el incremento de la tensión de

fuente debido al cambio de la resistencia del canal a dosis elevadas es menor que a dosis más reducidas. Se produce, por tanto, una pérdida de linealidad de la contribución a la tensión de fuente a corriente constante debido a la variación en el incremento de la resistencia del canal. Además, el incremento de la tensión umbral también sufre una pérdida de linealidad, debida al apantallamiento del campo eléctrico dentro del óxido por las cargas creadas en irradiaciones anteriores. Por lo tanto, las medidas realizadas a corriente constante sufrirán una mayor pérdida de linealidad que las basadas en la medida de la tensión umbral.

## **5.4. Diseño y desarrollo del prototipo P-02**

En el prototipo P-02 se incluyen notables mejoras, que iremos exponiendo a continuación. Como se ha mencionado con anterioridad, la principal limitación del prototipo P-01 es la pérdida de linealidad en las medidas a corriente constante. Para reducir esta pérdida de linealidad se va a introducir un nuevo método de medida en el prototipo P-02. Además, en este nuevo prototipo, se implementa, una nueva técnica complementaria a la anterior que pretende incrementar la relación señal-ruido.

### **5.4.1. Algoritmo de mejora de la linealidad**

En este apartado se va a describir un método de medida que permite aumentar la linealidad del incremento de la tensión de fuente a corriente constante frente a la dosis, reduciendo el término debido al cambio de resistencia en el canal producido por la irradiación. Hay que tener en cuenta, que el fenómeno del apantallamiento del campo eléctrico en el óxido seguirá influyendo y causando una pérdida de linealidad del incremento de la tensión umbral, aunque siempre menor que en el método de una única corriente.

Recordemos la característica de un transistor pMOS en saturación y en el que  $V_D = V_G = 0$ :

$$I = \frac{\beta}{2}(V_S - |V_t|)^2. \quad (5.22)$$

Hemos de relacionar el incremento de la tensión umbral y el incremento de la tensión de fuente a corriente constante. Despejando de la expresión (5.22) el valor absoluto de la tensión umbral, obtenemos:

$$|V_t| = V_S - \sqrt{\frac{2I}{\beta}}. \quad (5.23)$$

Evaluando (5.23) antes y después de la irradiación tenemos que:

$$|V_t^{pre}| = V_S^{pre} - \sqrt{\frac{2I}{\beta^{pre}}} \quad (5.23a)$$

$$|V_t^{post}| = V_S^{post} - \sqrt{\frac{2I}{\beta^{post}}}, \quad (5.23b)$$

dónde el superíndice *pre* hace mención al valor de los diferentes parámetros antes de la irradiación del transistor, y *post* después de la irradiación. Restando la expresión (5.23a) a (5.23b) nos queda:

$$\Delta|V_t| = \Delta V_S - \sqrt{2I} \left( \sqrt{\frac{1}{\beta^{post}}} - \sqrt{\frac{1}{\beta^{pre}}} \right). \quad (5.24)$$

Si se mide el incremento de la tensión de fuente con dos intensidades distintas, la expresión (5.24) se puede reescribir, para cada una de estas corrientes, como:

$$\Delta|V_t| = \Delta V_{S1} - \sqrt{2I_1} \left( \sqrt{\frac{1}{\beta^{post}}} - \sqrt{\frac{1}{\beta^{pre}}} \right) \quad (5.25a)$$

$$\Delta|V_t| = \Delta V_{S2} - \sqrt{2I_2} \left( \sqrt{\frac{1}{\beta^{post}}} - \sqrt{\frac{1}{\beta^{pre}}} \right) \quad (5.25b)$$

El incremento de tensión umbral es el mismo sea cual sea la intensidad usada para realizar la medida, por lo que

$$\Delta V_{S1} - \sqrt{2I_1} \left( \sqrt{\frac{1}{\beta^{post}}} - \sqrt{\frac{1}{\beta^{pre}}} \right) = \Delta V_{S2} - \sqrt{2I_2} \left( \sqrt{\frac{1}{\beta^{post}}} - \sqrt{\frac{1}{\beta^{pre}}} \right). \quad (5.26)$$

Operando se puede obtener que:

$$\left( \sqrt{\frac{1}{\beta^{post}}} - \sqrt{\frac{1}{\beta^{pre}}} \right) = \frac{\Delta V_{S1} - \Delta V_{S2}}{\sqrt{2I_1} - \sqrt{2I_2}}. \quad (5.27)$$

Sustituyendo (5.27) en (5.24) nos queda:

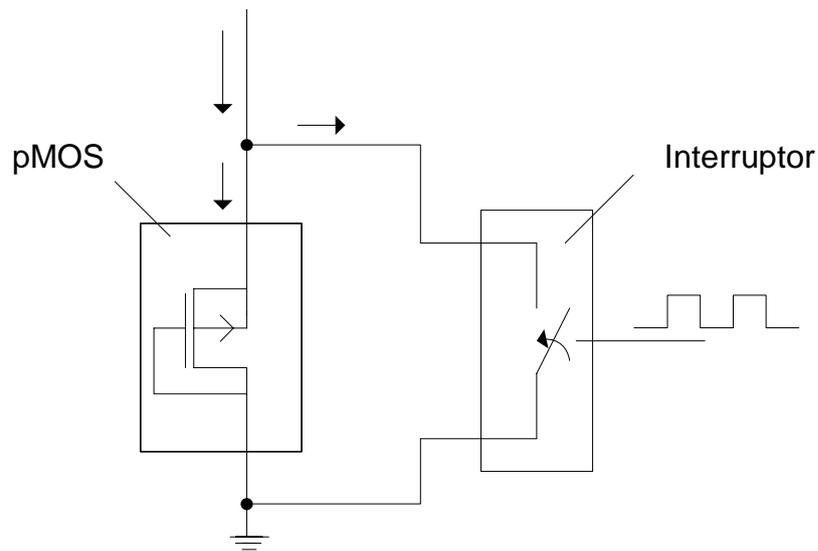
$$\Delta |V_t| = \Delta V_{S1} + \frac{\Delta V_{S2} - \Delta V_{S1}}{1 - \sqrt{\frac{I_2}{I_1}}}. \quad (5.28)$$

Por lo tanto, midiendo el incremento de la tensión de fuente para dos intensidades distintas se puede calcular el incremento de la tensión umbral eliminando el efecto de la degradación de la transconductancia del canal.

#### 5.4.2. Algoritmo de mejora de la relación señal-ruido

Hasta el momento, se ha medido la tensión de fuente cuando el transistor se polariza con corriente continua. Según se vio en el capítulo 2, la densidad espectral de ruido predominante en un transistor MOSFET a bajas frecuencias es debida al ruido *flicker*, o también conocido como  $1/f$  que, según algunos autores [TAR96][SAR98], es la principal limitación en la sensibilidad a la radiación. En el trabajo mencionado anteriormente se afirma que no les resultó posible medir dosis inferiores a 1 cGy, al encontrarse en el rango de variación de la tensión de fuente debida al ruido  $1/f$ . Es bien sabido que este tipo de ruido en MOSFETs se debe a la ocupación y desocupación de estados electrónicos superficiales en las inmediaciones de la interfase Si-SiO<sub>2</sub> [GOD97][PAL97]. Estos procesos se activan en torno a unos pocos milisegundos, aproximadamente a unos 10 ms según [T&N91], tras la formación del canal. Algunos autores como Gierkink et al. [GIE99] y Klumperink et al. [KLU00], muestran pruebas experimentales de la reducción de la densidad de potencia espectral de ruido al conmutar la tensión de puerta entre valores superiores e inferiores a la tensión umbral.

En nuestro caso, la puerta del dispositivo se encontraba cortocircuitada al drenador y conectada a la masa del sistema, por lo que la conmutación de la tensión de puerta no era aplicable. Se pensó, entonces, en pulsar la corriente que circulaba por el transistor, para lo que se conectó a la fuente del transistor un dispositivo que actuase a modo de interruptor, derivando a masa la corriente, como se muestra en la figura 5.22. Con este sistema, la fuente de intensidad seguía proporcionando corriente para la que fue diseñada, evitando la subida de tensión en el terminal de salida de la misma.



**Figura 5.22.** Esquema de conexión del elemento derivador de corriente al transistor pMOS.

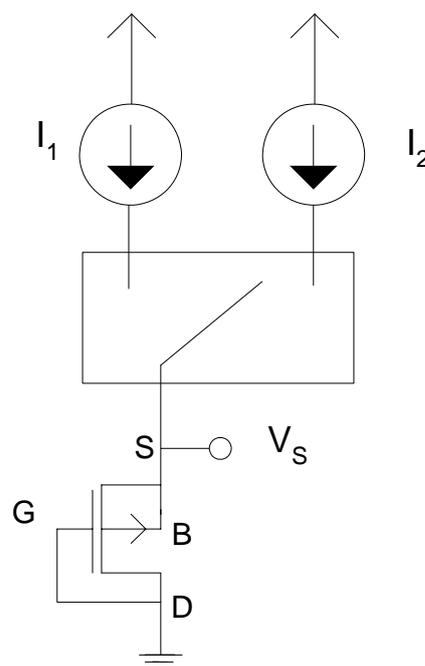
### 5.4.3. Mejoras del diseño electrónico

En este nuevo prototipo se incluyeron las dos técnicas de medida descritas anteriormente que, como se ha mencionado, son complementarias. Se deberá dotar al nuevo prototipo de un sistema de polarización del transistor que permita alimentar al mismo con dos intensidades distintas, así como un sistema de pulsado de la corriente que circula por el transistor.

Para alimentar con dos intensidades, se duplicó la fuente de corriente que polariza al transistor. Se usaron dos fuentes de corriente independientes y de idéntica topología, siguiendo el esquema de la figura 5.5. En el prototipo P-01 se usaba un

potenciómetro digital insertado en una red de resistencias para la regulación de la intensidad de salida. La corriente de polarización era monitorizada por un amplificador de instrumentación y una etapa de acondicionamiento. Analizando el valor de la palabra digital del potenciómetro digital utilizada en las diferentes medidas realizadas con el prototipo P-01, se comprobó que prácticamente en todas ellas el valor del potenciómetro digital fue el mismo. Por lo tanto, con el fin de simplificar la circuitería y reducir costes en el prototipo P-02, se prescindió de la red de resistencias que incluía al potenciómetro digital y en su lugar se colocó una única resistencia de película metálica y de reducido coeficiente térmico.

En la figura 5.23 se muestra el esquema de la etapa de polarización, que básicamente son dos fuentes de corriente independientes, que mediante un conmutador, controlado por el microcontrolador, se conectan a la fuente del transistor según sea conveniente.

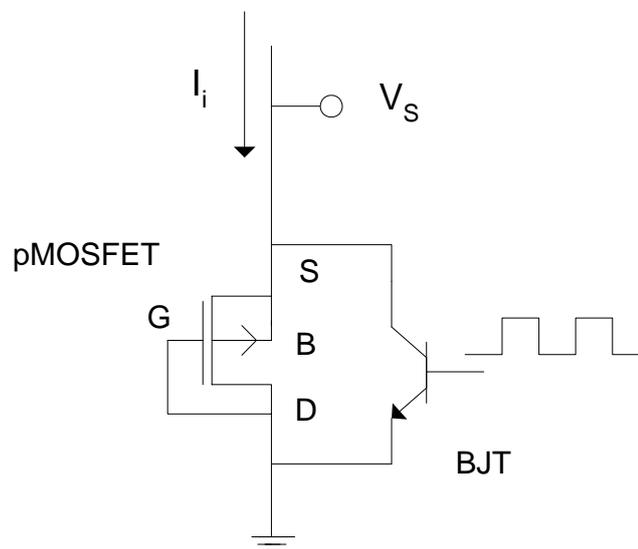


**Figura 5.23.** Esquema de la etapa de polarización del MOSFET del prototipo P-02

Para minimizar el efecto de la temperatura en nuestras medidas se tomará  $I_1 = I_{ZTC}$ . Por otro lado, la contribución a la tensión de fuente debida al cambio de resistencia en el canal dado por 5.19 es proporcional a la corriente, por lo que conviene tomar un valor reducido para la segunda intensidad. Se tomó  $I_2 = 30 \mu A$ . Resumiendo:

En el algoritmo de medida se realizaba en primer lugar la medida con la corriente de  $30\mu A$ , por ser la menor de las dos intensidades, ya que mayor es la recuperación del transistor cuanto más elevadas es la corriente que circula por él.

Otra mejora significativa que se introdujo en este nuevo prototipo fue la alimentación del transistor con corriente pulsada, con la que se pretendía mejorar la relación señal-ruido. Para ello se conectó el colector de un transistor bipolar, *Bipolar-Junction-Transistor* ó BJT, a la fuente del MOSFET, como se indica en la figura 5.24. En la base del transistor bipolar se aplicó, por medio de una resistencia, la señal cuadrada periódica proveniente de un circuito oscilador del tipo 555 configurado en modo astable. El transistor bipolar utilizado fue el BC547 de Philips (Holanda), que es un transistor de propósito general y de uso muy extendido. Cuando la salida del 555 se encuentra a valor alto se activa el transistor bipolar, cortocircuitando la fuente del MOSFET a masa, derivando toda la intensidad por el BC547. Con la salida del 555 en valor bajo, el transistor bipolar deja de conducir ofreciendo una gran resistencia al paso de corriente, volviendo de nuevo a circular la intensidad por el pMOS. Por lo tanto, las diferentes medidas de la tensión de fuente se han de realizar cuando la tensión de base del transistor bipolar se encuentre en estado bajo.



**Figura 5.24.** Transistor bipolar conectado para la deriva de corriente.

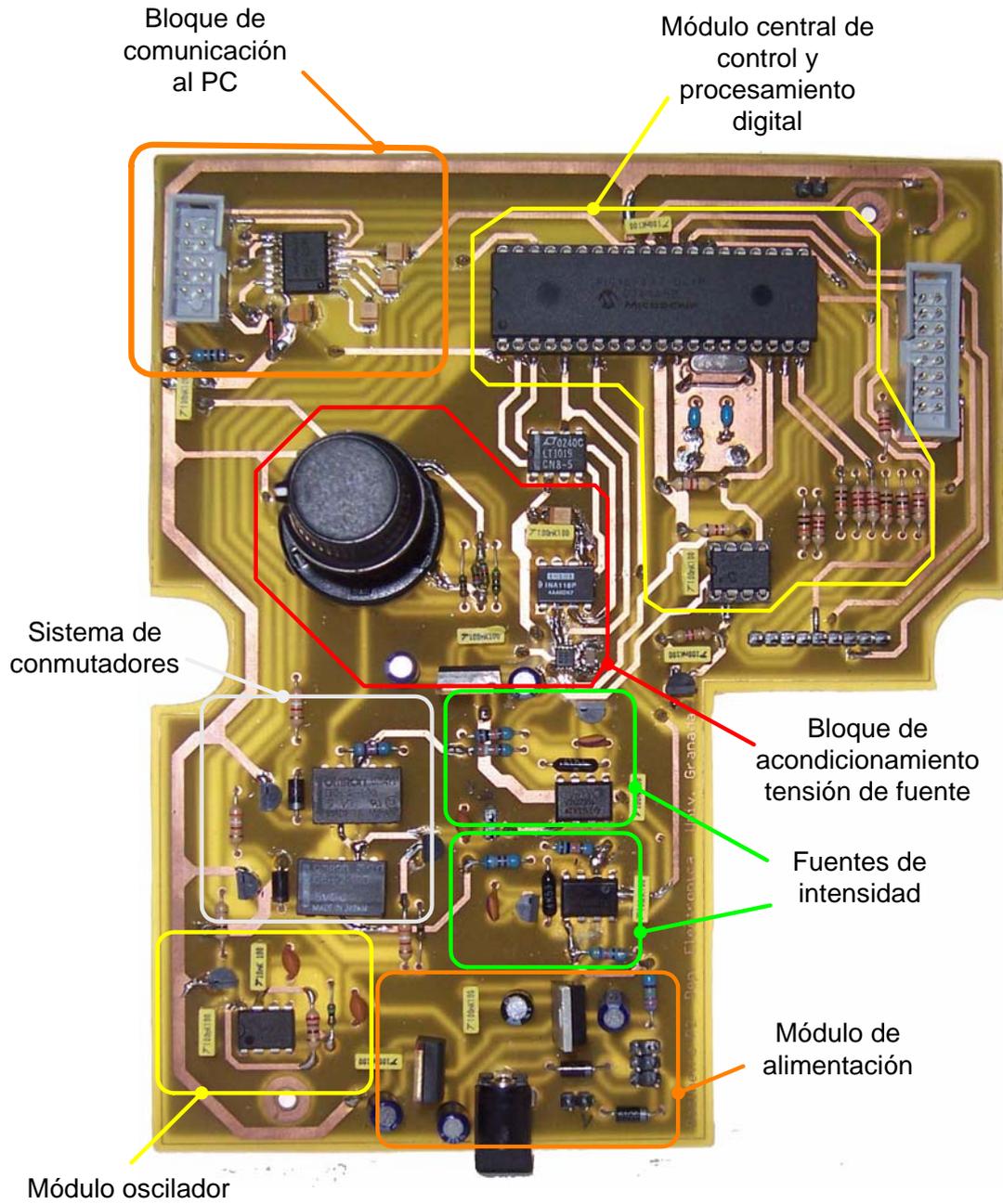
La pulsación de la corriente en el transistor produce en la fuente del mismo una señal cuadrada de amplitud aproximadamente igual al valor de la tensión de fuente cuando circula por él la misma intensidad en régimen continuo. Esta tensión de fuente

ha de ser amplificada. Se usó de nuevo el mismo esquema que en el prototipo P-01, pero con un amplificador con un ancho de banda tal, que permitiese generar a la salida la señal de fuente amplificada cuadrada, sin atenuar armónicos de orden superior de forma significativa. La tensión de fuente amplificada debe asemejarse a una señal cuadrada perfecta, que será adquirida por el conversor A/D del microcontrolador. Se sustituyó, por tanto, el amplificador de instrumentación AD623 de Analog Devices (USA) por el INA129 de Texas Instruments (USA), que con una ganancia de 10, presenta un ancho de banda de 700kHz, frente a los 100 kHz de su predecesor, según la hoja de características de ambos circuitos integrados. También se sustituyó el conversor digital-analógico por el DAC8571, de Texas Instruments (USA), por tener interfaz I2C que permitía compartir este bus serie con otros periféricos. Además este nuevo conversor era de 16bits, lo que permitía mayor resolución que el DAC7611, de 10bits, utilizado en el P-01.

Otra mejora es el cambio de la memoria no volátil en la que se almacenan los diferentes parámetros del sensor. En el prototipo P-01 se usó la memoria de programa interna del propio microcontrolador, lo que reducía el tamaño máximo del programa de control. Se sustituyó por una memoria externa de comunicación serie, basada en el bus I2C, que permitía un mayor número de ciclos de escritura y lectura que la memoria de programa. Se usó la memoria 24C512 de Microchip (USA). Por último, se dotó al prototipo de un sensor de temperatura para posibles estudios térmicos. El sensor se adosó a la carcasa del instrumento. Se eligió el DS1820 de Dallas Semiconductor (USA), por tener un interfaz *1-wire* que permite la conexión al microcontrolador con un solo hilo. Se registra la temperatura cada vez que se hacía la puesta a cero o la medida de la dosis para cada sensor. Este valor de temperatura queda almacenado en la memoria EEPROM, pudiendo visualizarse en la pantalla del instrumento, o bien en el PC una vez transferidos los datos.

#### **5.4.4. Realización del prototipo P-02**

En este prototipo se incluyó, como mejoras significativas del modelo anterior, las dos fuentes de corriente y la circuitería necesaria para la pulsación de la corriente que polariza el transistor. En la figura 5.25 se muestra la disposición de los diferentes bloques funcionales en la placa de circuito impreso.



**Figura 5.25.** Placa de circuito impreso del prototipo P-02.

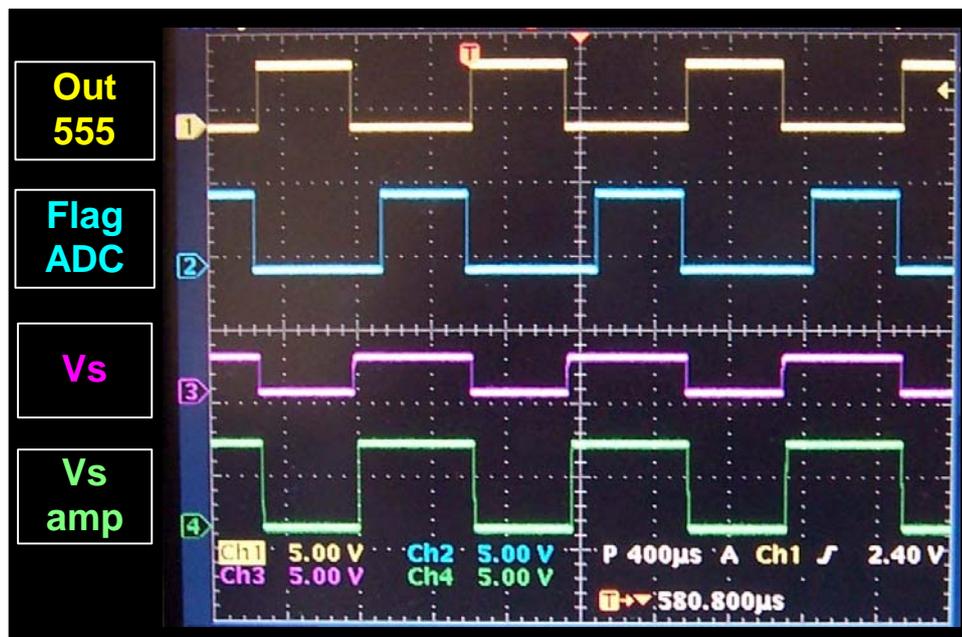
La apariencia externa del prototipo P-02 es similar a la del P-01, como puede apreciarse en la figura 5.26.



**Figura 5.26.** Apariencia externa del prototipo P-02.

La medida de la tensión de fuente en modo pulsado se realiza cuando la salida del oscilador 555 se encuentre en nivel bajo, para que la corriente proporcionada por las fuentes de intensidad circule por el transistor pMOS. Para ello, se programó el microcontrolador para que la adquisición de las diferentes señales analógicas se realice tras un flanco de bajada en la señal de salida del 555. Se comprobó experimentalmente que la medida se realizaba durante el tiempo en el que la señal de salida del 555 se encontraba a nivel bajo. Para observar los períodos de conversión del ADC del microcontrolador, se programó uno de los pines del mismo, denotado como *flag ADC*, para que estuviese en valor alto mientras se hace una medida con dicho módulo. Se

conectó un osciloscopio de cuatro canales, TDS3034B de Tektronix, a la salida del circuito oscilador 555, al *flag* ADC, a la fuente del transistor pMOS y a la salida del amplificador de instrumentación. En la figura 5.27 se puede observar cómo la medida con el ADC, marcada por el estado en alto del canal 2, se realiza con la señal pulsante en estado bajo, lo que implica que la intensidad circula por la el pMOS y no por el BJT.



**Figura 5.27.** Señales de interés durante la pulsación de la corriente de drenador del pMOS.

También se comprobó que la medida de la tensión de fuente amplificada se realizaba tras el transitorio de subida y antes del transitorio de bajada. Para ello hubo que programar cierto tiempo de espera tras el flanco de bajada de la señal de salida del 555. En la figura 5.28, se muestra cómo la medida de la tensión de fuente se realiza entre ambos transitorios. Además puede observarse cómo la medida se realiza en la zona plana de la señal de salida del amplificador de instrumentación, lo que indica que el número de armónicos de la señal cuadrada de tensión de fuente amplificada, comprendidos dentro del ancho de banda del amplificador de instrumentación, son suficientes.

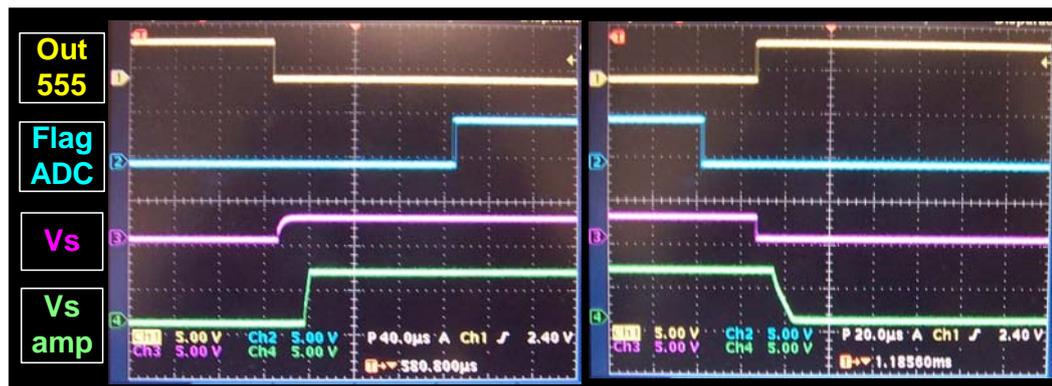


Figura 5.28. Flancos de subida y bajada de las señales de interés en la Conmutación de la corriente que circula por el transistor pMOS.

La señal pulsante que conmuta el interruptor que deriva la corriente del MOSFET debe permanecer en estado bajo al menos el retardo necesario para que transcurra el transitorio de subida de la tensión de fuente amplificada y el tiempo necesario para la conversión A/D. El tiempo de conversión se encuentra en torno a  $400\ \mu\text{s}$  y el retardo es del orden  $100\ \mu\text{s}$ , por lo que si se usa una señal cuadrada simétrica, es decir, aquella con el mismo tiempo en estado alto que en estado bajo, la frecuencia máxima de conmutación podrá ser a lo sumo de 1 kHz. En nuestro prototipo se conmutó la corriente de drenador del MOSFET a 900 Hz aproximadamente.

El prototipo P-02 permite configurar la medida con una o dos corrientes y de forma complementaria, activar la pulsación de la corriente o bien medir en modo continuo. Por lo tanto, permite los siguientes modos de medida:

- Una corriente continua
- Dos corrientes continuas
- Una corriente pulsada
- Dos corrientes pulsadas

Cada uno de los 256 sensores, que se pueden usar con este prototipo, se pueden configurar independientemente para realizar la medida en alguna de las formas descritas anteriormente. La configuración de la medida se graba en la memoria no volátil y se restauran una vez identificado el sensor a utilizar. Antes de tomar la tensión de fuente, se activan los diferentes módulos y se alimenta el sensor con la corriente o las corrientes adecuadas.

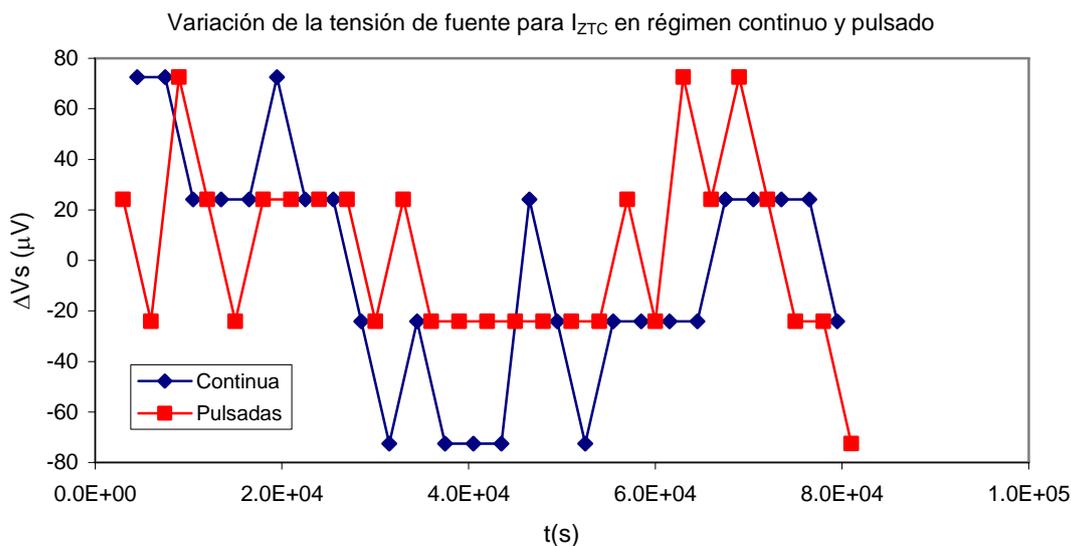
Las rutinas de medida de la recuperación del sensor, usadas en el P-01, también se incluyeron en este prototipo, no para observar la recuperación del mismo, sino para estudiar la estabilidad y las variaciones en la medida.

### **5.4.5. Resultados experimentales**

Una vez construido el prototipo P-02, se precedió a la valoración de las mejoras con respecto a prototipo P-01. A continuación se describen las experiencias realizadas y los resultados obtenidos para la validación del nuevo algoritmo de medida.

#### **5.4.5.1. Incremento de la relación señal-ruido**

En primer lugar nos propusimos estudiar la mejora del SNR con el método de la corriente pulsada. Para ello se programó desde el teclado del prototipo la adquisición continuada de la tensión de fuente, alimentando el pMOS en la  $I_{ZTC}$ . Cada 1500 segundos se tomaba una medida, alternando la pulsación de la corriente con la medida en régimen continuo. Para poder registrar las diferentes variaciones de la tensión de fuente se utilizó una ganancia diferencial de 100, ya que la medida con la ganancia de 20, que es la usada en las dosis típicas de radioterapia, no presentaba variación alguna. Mediante el sensor de temperatura se registró la temperatura a la que se encontraba el sistema cada vez que se realizaba cada una de estas medidas. Los resultados se transmitieron al PC donde se seleccionaron aquellas medidas a temperatura constante. Aunque se alimentaba el transistor pMOS con la  $I_{ZTC}$ , se seleccionaron las medidas realizadas aproximadamente a la misma temperatura para minimizar el efecto de la deriva térmica de la tensión de fuente, ya que la  $I_{ZTC}$  fue determinada para un grupo de transistores y, cómo se apreció, puede variar ligeramente de unos sensores a otros. Por lo tanto, el coeficiente térmico de la tensión de fuente en la  $I_{ZTC}$ , determinada para el referido grupo de sensores, puede ser distinto de cero para un transistor en particular. En la figura 5.29 se muestran los resultados obtenidos



**Figura 5.29.** Variación de la tensión de fuente para un transistor pMOS alimentado en la  $I_{ZTC}$  en régimen continuo y pulsado

Calculando la desviación estándar de la variación de la tensión de fuente, tanto para el régimen continuo como pulsado se obtiene:

$$\sigma_{V_s}^{continuo} = 45.8 \mu V$$

$$\sigma_{V_s}^{pulsado} = 36.4 \mu V$$

Por lo tanto, la variación el nivel de ruido se ha reducido al 80 %. Con el método de pulsación de la corriente se obtiene una mejora de la SNR del 20%, aproximadamente. Se repitió el experimento para otro par de transistores, obteniendo un reducción del ruido que oscilaba entre el 20-25%. El incremento de la SNR resultó ser inferior al esperado, ya que la reducción no ha resultado proporcional a la reducción de la densidad de potencia espectral de ruido. Esto puede deberse a diversos factores, como puede ser que la señal pulsante entre 0 V y el valor de  $V_s$  presenta un nivel de continua, el valor medio de la señal, haciendo que los estados más lentos acaben activándose.

### 5.4.5.2. Mejora de la linealidad

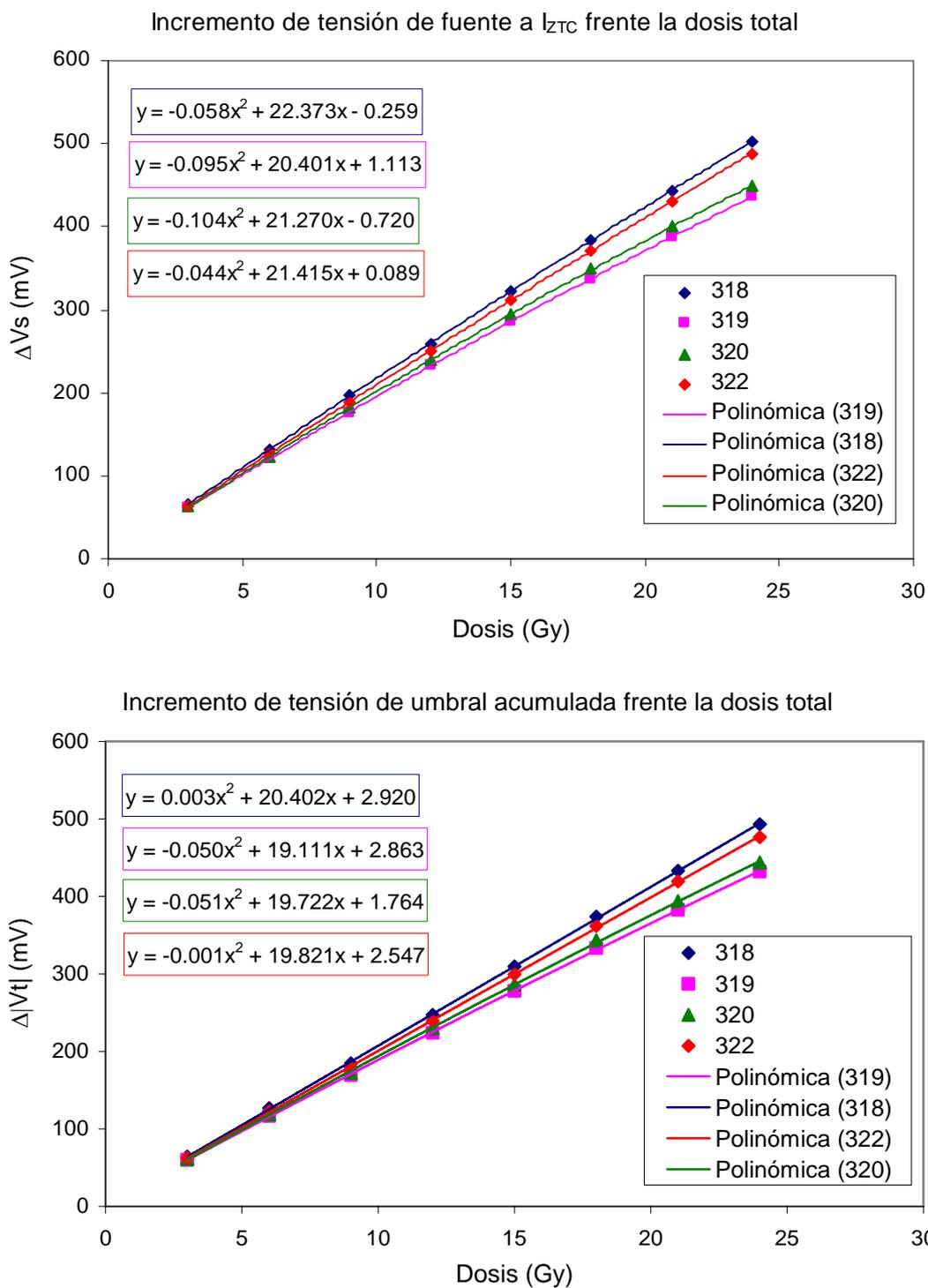
Para poder evaluar las mejoras en la medida en dosis típicas de radioterapia, nos dispusimos a irradiar dos grupos de cinco transistores, uno de ellos mediante intensidad continua y el otro con intensidad pulsada. El primer grupo de sensores, numerados del 318-322, se midieron en modo continuo, el grupo formado por los transistores 309-313

en modo pulsado. El transistor 321 sufrió daños durante las primeras sesiones de irradiación, por lo que fue desechado. Las sesiones de irradiación se llevaron a cabo en un acelerador lineal de electrones. Los diferentes transistores fueron irradiados con el espectro de fotones resultante de electrones acelerados mediante una diferencia de potencial de 6 MV. Para aproximarnos a las condiciones de equilibrio electrónico dentro del dispositivo hubo que colocar unas láminas de metacrilato de 1 cm de espesor, que equivalían a 1 cm de agua. Sobre la tapa superior del encapsulado se colocaron un total de dos láminas que junto al encapsulado de níquel, hacían que nos acercásemos a las condiciones equilibrio electrónico. La cara superior del encapsulado se colocó a 100 cm de la cabeza del acelerador, y se irradió con un campo de  $40 \times 40 \text{ cm}^2$ . En cada sesión se irradiaba el sensor con 3.00 u.m., a una tasa de 160 u.m./min, hasta completar un total de 8 sesiones. Cada unidad de monitor corresponde a 1 Gy aproximadamente, por lo que cada sensor se irradió aproximadamente con 24 Gy.

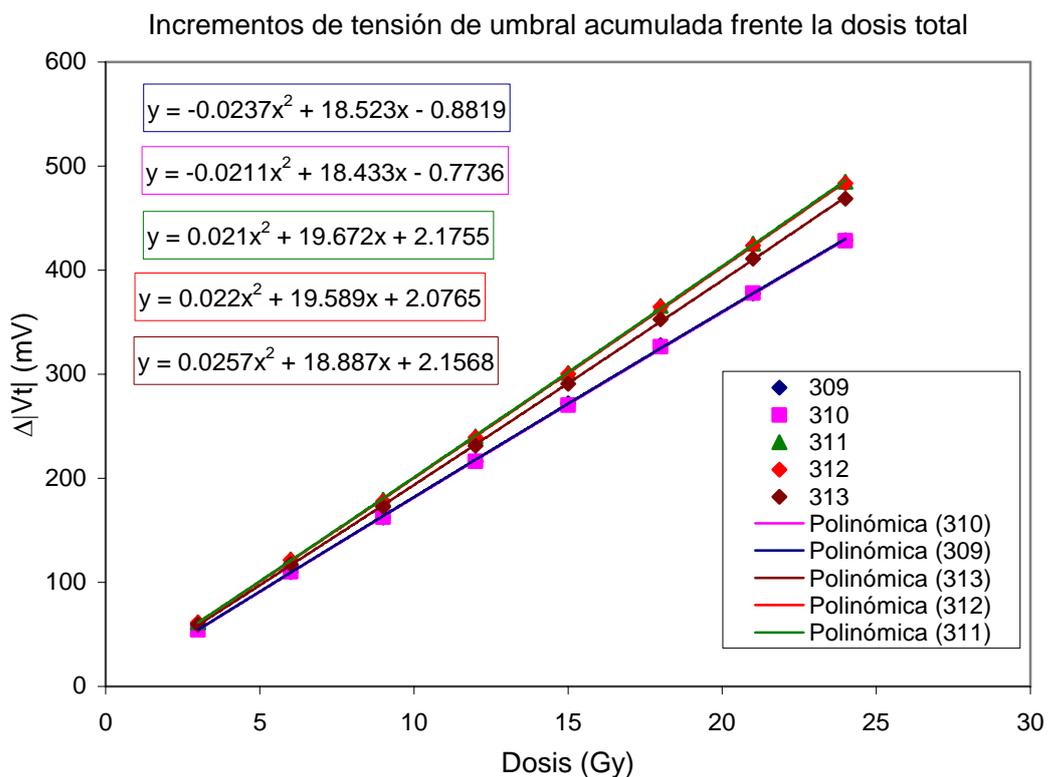
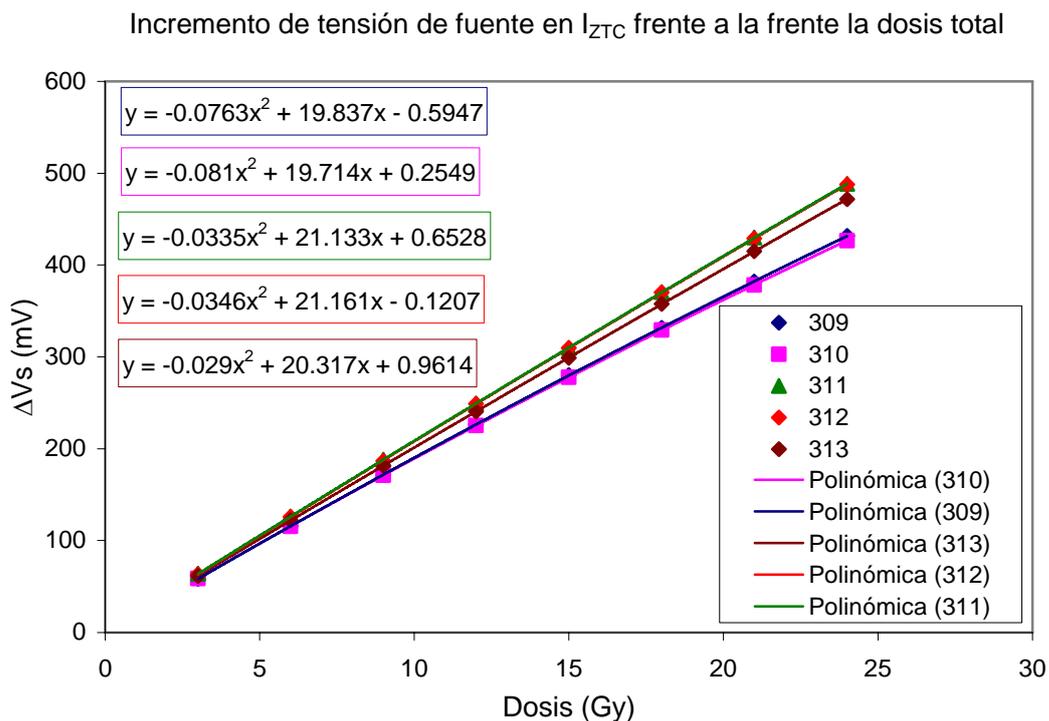
La ganancia utilizada en dosis del rango de unos pocos Gy, debía estar en torno a 20. Con esta ganancia, el error debido al ruido del sensor, tanto en modo pulsado como continuo, se encuentra por debajo de media cuenta del conversor analógico digital, 2.5 mV aproximadamente. Por lo tanto, es de esperar no apreciar la reducción del nivel de ruido de la tensión de fuente al pulsar la corriente, aunque, cómo se mostrará a continuación, se obtiene un incremento en la linealidad.

Se midieron los incrementos de la tensión de fuente de los transistores de ambos grupos con dos intensidades. Como el prototipo proporciona de forma independiente los incrementos de la tensión de fuente para cada una de ellas, se podrá comparar la linealidad del incremento de la tensión de fuente para una única corriente y la evolución del incremento del parámetro dosimétrico medido con dos intensidades. En la figura 5.30, se muestra tanto el incremento de la tensión de fuente medida en la  $I_{ZTC}$ , como el de la tensión umbral medido a partir de la  $I_{ZTC}$  y la intensidad de  $30 \mu\text{A}$ , medidas en régimen continuo. En ella se puede apreciar cómo el término cuadrático se reduce para todos y cada uno de los transistores.

Se repitió la experiencia para los transistores medidos en modo pulsado. Los resultados se muestran en la figura 5.31.



**Figura 5.30.** Incrementos acumulados tanto de la tensión de fuente medida a  $I_{ZTC}$ , cómo de la tensión umbral medida con dos intensidades con el prototipo P-02 en modo continuo.



**Figura 5.31.** Incrementos acumulados tanto de la tensión de fuente medida a  $I_{ZTC}$ , cómo de la tensión umbral medida con dos intensidades con el prototipo P-02 en modo pulsado.

El incremento de linealidad resulta de gran utilidad para la calibración del sensor, ya que si su respuesta es aproximadamente lineal bastará con un único punto de calibración. Vamos a comparar el error de linealidad de los dos grupos de transistores con la respuesta lineal ideal calculada a partir de la media de las sensibilidades de cada uno de los transistores. También se va a calcular la desviación de la respuesta lineal, tomando como sensibilidad de las diferentes sesiones, la sensibilidad de la primera irradiación, simulando así un proceso de calibración. En la tabla 5.3 se recogen las desviaciones de la linealidad de cada uno de los sensores, estimadas según los dos algoritmos expuestos anteriormente. En ella se puede apreciar cómo el error de linealidad calculado a partir de la sensibilidad promedio se reduce, tanto para las intensidades pulsadas como continuas, aproximadamente a la mitad si medimos con dos intensidades en vez de con una única corriente. Por lo tanto, el método de dos corrientes utilizado incrementa la linealidad de la respuesta del sensor.

Veamos ahora la conveniencia de usar corrientes pulsadas o continuas. En la tabla 5.3 se puede apreciar cómo el error de linealidad calculado a partir de la primera sesión de irradiación es menor en el caso de corrientes pulsadas. Con dos corrientes pulsadas obtenemos, en promedio, un error de linealidad del 1.9% mientras que para corrientes continuas obtenemos el 7.3%. Por lo tanto, midiendo con dos corrientes pulsadas conseguimos, que en el rango de 24 Gy, un error de linealidad que en ninguno de los transistores estudiados supera el 3.5%.

	MOSFET	Sen Promedio		Sen 1ª sesión	
		Id_ztc	2 lds	Id_ztc	2 lds
Pulsada	309	2.7%	1.3%	7.5%	3.2%
	310	2.6%	1.3%	9.4%	1.5%
	311	1.4%	0.8%	4.4%	1.6%
	312	1.5%	1.0%	3.8%	1.7%
	313	1.2%	0.9%	4.3%	1.3%
	<b>Media :</b>	<b>1.9%</b>	<b>1.0%</b>	<b>5.9%</b>	<b>1.9%</b>
	<b>Sigma:</b>	0.7%	0.2%	2.4%	0.8%
Continua	318	2.2%	1.0%	5.2%	4.4%
	319	3.1%	1.6%	11.4%	10.2%
	320	3.2%	1.7%	10.3%	9.8%
	322	2.0%	1.2%	4.8%	4.9%
	<b>Media :</b>	<b>2.6%</b>	<b>1.4%</b>	<b>7.9%</b>	<b>7.3%</b>
	<b>Sigma:</b>	0.6%	0.3%	3.4%	3.1%

**Tabla 5.3.** Error de linealidad de los diferentes sensores, evaluados a partir de la sensibilidad media y la sensibilidad de la primera irradiación.

El mayor incremento de la linealidad encontrado para corrientes pulsadas, nos sugiere que los estados lentos, es decir, aquellos que necesitan un tiempo del orden de decenas de milisegundos para activarse, son los que mayor apantallamiento sufren, ya que su efecto se reduce al pulsar la intensidad.

Hay que tener en cuenta que estos resultados se han obtenido con los fotones pertenecientes al espectro de un acelerador lineal de electrones acelerados a 6MV. Nótese que la sensibilidad obtenida, tanto para la medición pulsada como para medida continua, es de unos 20 mV Gy<sup>-1</sup> (coeficiente lineal del ajuste), que resulta ser al del <sup>60</sup>Co. Esto se debe a que, a mayores energías, la energía depositada en el óxido de puerta es menor que a energías más bajas.

#### 5.4.6. Limitaciones del prototipo P-02

El algoritmo de medida con dos corrientes pulsadas incrementa el rango lineal de la respuesta del sensor. Esto es muy importante a la hora de la determinación de la dosis registrada por el transistor, ya que basaría con un único punto de calibración. El principal problema que se presenta con la determinación del incremento de la tensión umbral es la dependencia térmica. Según se mostró en el capítulo 2, el coeficiente térmico de la tensión umbral era de  $\alpha_{|V_t|} \approx -3 \text{ mV}^\circ\text{C}^{-1}$ , y teniendo en cuenta la sensibilidad de los transistores caracterizados para el <sup>60</sup>Co era de unos 30 mV Gy<sup>-1</sup>, tenemos que cada grado desplazaría la medida en unos 10 cGy. Si tenemos en cuenta que la superficie de la piel del paciente rondará los 30°C y si aceptamos que en el ambiente hospitalario la temperatura rondará los 25°C, encontramos en el mejor de los casos un gradiente térmico del orden de 5°C, lo que implicaría un error en la dosis de 0.5 Gy, inadmisibles en un sistema dosimétrico. La dependencia térmica de la tensión umbral no ha afectado demasiado a nuestras medidas, pues la temperatura ambiente antes y después de la irradiación eran prácticamente las mismas. Esto no sucederá cuando estemos realizando dosimetría in-vivo.

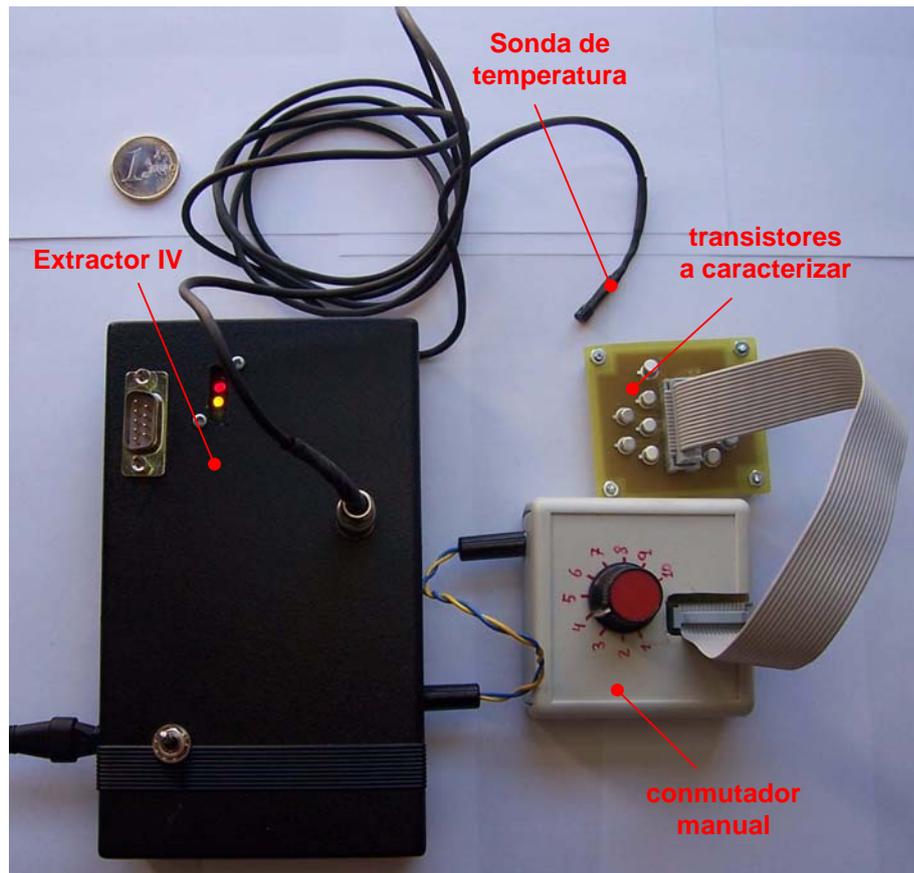
Por lo tanto, hemos de buscar algún modo de minimizar el efecto de la temperatura en nuestras medidas, para lo cual necesitamos hacer una caracterización térmica exhaustiva.

## 5.5. Caracterización térmica del transistor 3N163

La dependencia térmica de los diferentes parámetros electrónicos del dispositivo hace necesaria una caracterización en función de la temperatura antes de proceder al desarrollo de un nuevo prototipo. A continuación, se describe el dispositivo experimental utilizado para la caracterización en temperatura, así como los resultados obtenidos, la justificación de los mismos y la propuesta de un nuevo algoritmo de medida.

### 5.5.1. Dispositivo experimental

En una cámara térmica, capaz de alcanzar temperaturas en el intervalo  $[-10^{\circ}\text{C}, +50^{\circ}\text{C}]$  con una resolución de  $0.5^{\circ}\text{C}$ , se introdujo un total de 10 transistores, soldados a una placa de circuito impreso, y numerados del T1 a T10. Se cortocircuitaron sus terminales dos a dos, dejando la puerta y el drenador cortocircuitados a masa, y los terminales de fuente y sustrato cortocircuitados entre sí, al igual que en los prototipos P-01 y P-02. Durante el proceso de caracterización, como no se dispuso ningún sistema que cortocircuitase todos los terminales del transistor para evitar la inyección accidental de cargas electrostáticas, cuatro transistores quedaron dañados, reduciendo el estudio a 6 de los 10 iniciales. Una vez dentro de la cámara térmica se seleccionaba, de forma manual, el terminal de fuente del pMOS deseado mediante un conmutador externo. La salida de dicho conmutador se conectaba a los terminales de entrada de un nuevo instrumento diseñado para obtener la característica I-V de dispositivos de dos terminales, y al que llamaremos “Extractor I-V”. Este instrumento se conectaba al PC por RS232 y mediante un programa de control diseñado para tal fin, se establecía la tensión adecuada entre sus terminales de salida, midiendo la intensidad que circulaba entre ellos. En el apéndice B se describe de forma detallada la circuitería y el funcionamiento de este instrumento. En la figura 5.32 se muestra el dispositivo experimental utilizado para la extracción de las características I-V.

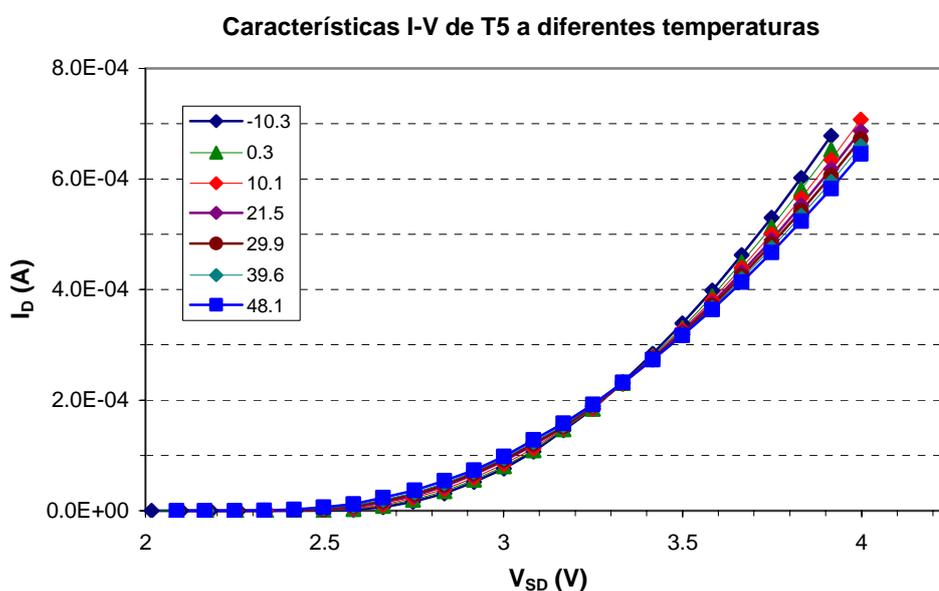


**Figura 5.32.** Dispositivo experimental utilizado para la extracción de características I-V para la caracterización térmica del transistor 3N163.

Se varió la temperatura de la cámara de  $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$  a  $50\text{ }^{\circ}\text{C}$ , con incrementos que rondaban los  $10^{\circ}\text{C}$ . Una vez que la cámara térmica alcanzada la temperatura deseada, se dejaba transcurrir unos 30 minutos para asegurar que la temperatura de los transistores y del sensor térmico fuese la misma. La temperatura fue monitorizada mediante el sensor térmico DS18B20, de Dallas-Semiconductor (USA) que fue introducido en la cámara térmica y se conectó mediante una sonda al Extractor I-V. La lectura digital de la temperatura quedaba registrada de forma automática cada vez que se realizaba la medida de una característica I-V. El resultado se visualizaba en la pantalla del computador y se grababa en un fichero de texto. Para minimizar el error experimental se medía la característica I-V en tres ocasiones para cada temperatura, tomando el valor medio como resultado final.

## 5.5.2. Resultados experimentales

En la figura 5.33, se muestran los resultados obtenidos para el transistor T5. Para el resto de transistores se obtuvieron resultados análogos. En ella se puede apreciar cómo la corriente ZTC se encuentra en torno a  $230 \mu A$ , aproximadamente, que concuerda con la  $I_{ZTC}$  determinada en el capítulo 2 con el extractor de parámetros HP4145B. Utilizando las características I-V obtenidas se puede determinar la dependencia térmica de parámetros como la tensión umbral.

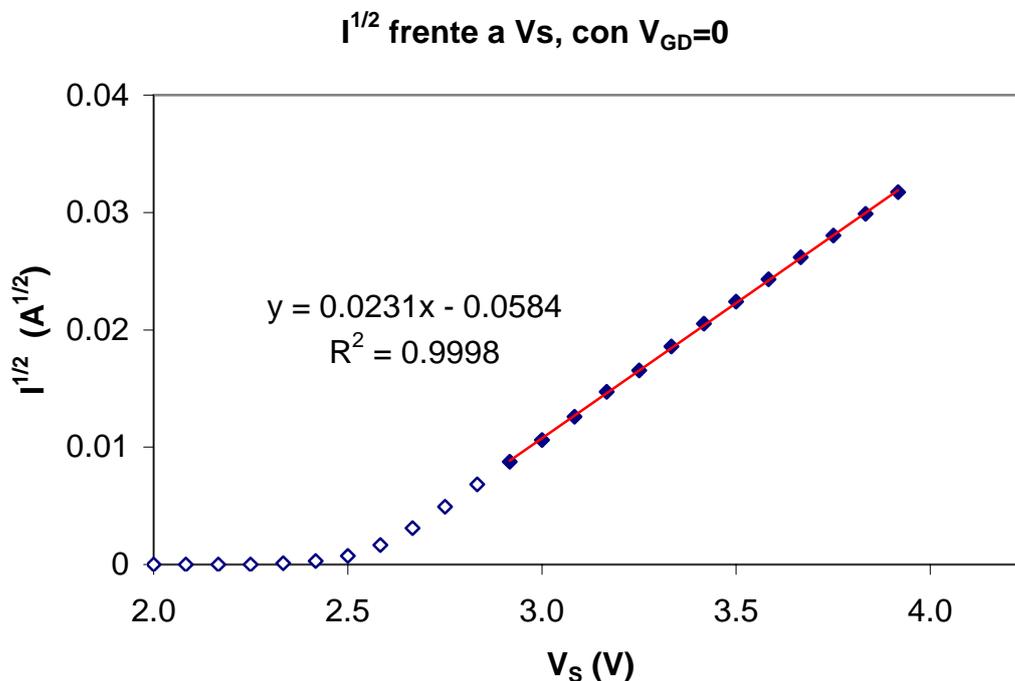


**Figura 5.33.** Características I-V del transistor T5 a diferentes temperaturas.

### 5.5.2.1. Dependencia térmica de la tensión umbral

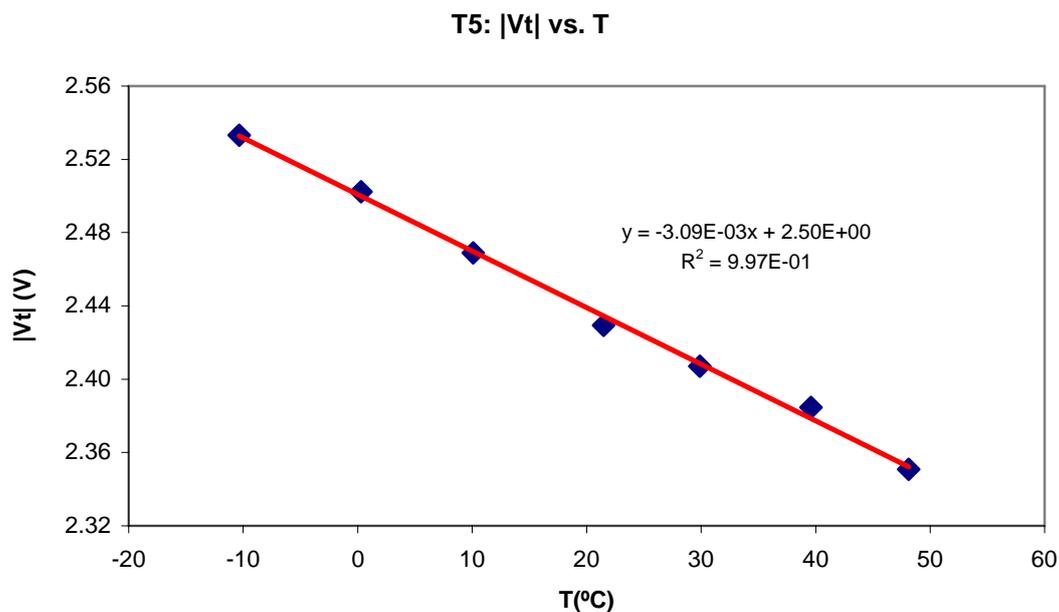
Para obtener la tensión umbral a partir de la característica I-V repetimos el proceso realizado en el capítulo 3. Basta con realizar un ajuste lineal de la raíz cuadrada de intensidad frente a la tensión puerta-fuente en la zona en la que el canal se encuentre formado. Se puede calcular la tensión umbral extrapolando dicha recta hasta su corte con el eje de abscisas. Al estar cortocircuitados los terminales de puerta y drenador, se tiene que la tensión puerta-fuente es igual a la tensión drenador-fuente. Se consideró que el canal se encontraba formado para tensiones de fuente iguales o superiores a  $2.9 V$ , ya

que anteriormente se comprobó que la tensión umbral rondaba los 2.6 V. En la figura 5.34 se muestra un ejemplo de cálculo de la tensión umbral.



**Figura 5.34.** Característica correspondiente al transistor T5 a  $-10^{\circ}C$ . Se muestra en mediante puntos opacos la zona de ajuste lineal usada en el cálculo de la tensión umbral mediante extrapolación

Calculando la tensión umbral para cada temperatura se puede recalculer el coeficiente térmico que se determinó en el capítulo 3. En la figura 5.35 se muestran la dependencia térmica de la tensión umbral para el transistor T5. En la tabla 5.4 se resume los resultados obtenidos para los diferentes transistores. El valor del coeficiente térmico obtenido mediante este método es de  $\alpha_{|V_t|} = (-3.0 \pm 0.4) mV^{\circ}C^{-1}$ , que comparado con el obtenido en el capítulo 3,  $(-3.5 \pm 0.4) mV^{\circ}C^{-1}$ , valida el método y la instrumentación utilizada. Se ha tomado como error de la medida el triple de la desviación estándar.



**Figura 5.35.** Dependencia térmica del valor absoluto de la tensión umbral para el transistor T5.

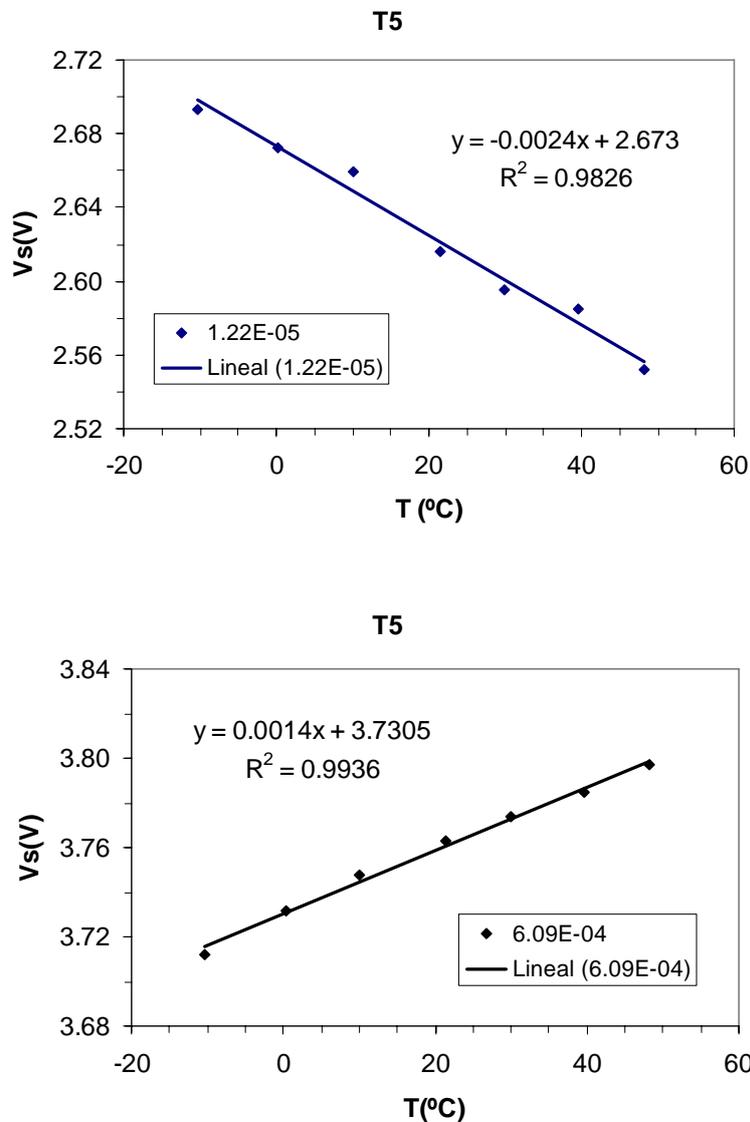
	T3	T4	T5	T6	T8	T10	Media	SD
$\alpha_{ V_t }$ (mV/°C)	-2.83	-3.02	-3.09	-3.07	-2.84	-2.88	<b>-2.97</b>	<b>0.13</b>

**Tabla 5.4.** Coeficiente térmico de la tensión umbral para los transistores estudiados. En negrita se muestra la media y la desviación estándar (SD).

### 5.5.2.2. Dependencia térmica de la tensión de fuente a intensidad constante

Recordemos que nuestro objetivo es la determinación de la dependencia térmica de la tensión de fuente cuando el transistor se polariza como se muestra en la figura 5.2 para las diferentes intensidades. Hemos de obtener los valores de la tensión de fuente para cada intensidad a las diferentes temperaturas. Para ello se interpoló en las características I-V un total de 50 valores de intensidad, en el intervalo  $[10 \mu A, 500 \mu A]$ . Para cada uno de estos valores se extrajo la tensión de fuente a las diferentes temperaturas. En la figura 5.36 se muestra la dependencia térmica de la tensión de fuente para el transistor T5, para dos intensidades diferenciadas. En ella se puede apreciar cómo la dependencia es claramente lineal, aunque la pendiente varía de una intensidad a otra. Se puede definir, por tanto, un coeficiente térmico,  $\alpha_i$ , como el

coeficiente de variación térmica de la tensión de fuente cuando el transistor es polarizado a una intensidad,  $I_i$ . Además, se puede observar cómo a corrientes reducidas el coeficiente térmico es positivo, como se muestra en la figura 5.36a, lo que se debe al predominio de la reducción del valor absoluto de la tensión umbral sobre el efecto de la reducción de la transconductancia. Sin embargo, a intensidades más elevadas, predomina la degradación de la movilidad y en consecuencia, de la transconductancia, sobre el decremento en valor absoluto de la tensión umbral. Esto causa un incremento de la tensión de fuente al aumentar la temperatura, lo que se puede observar en la figura 5.36b. La intensidad ZTC será aquella que presente un coeficiente lineal nulo.

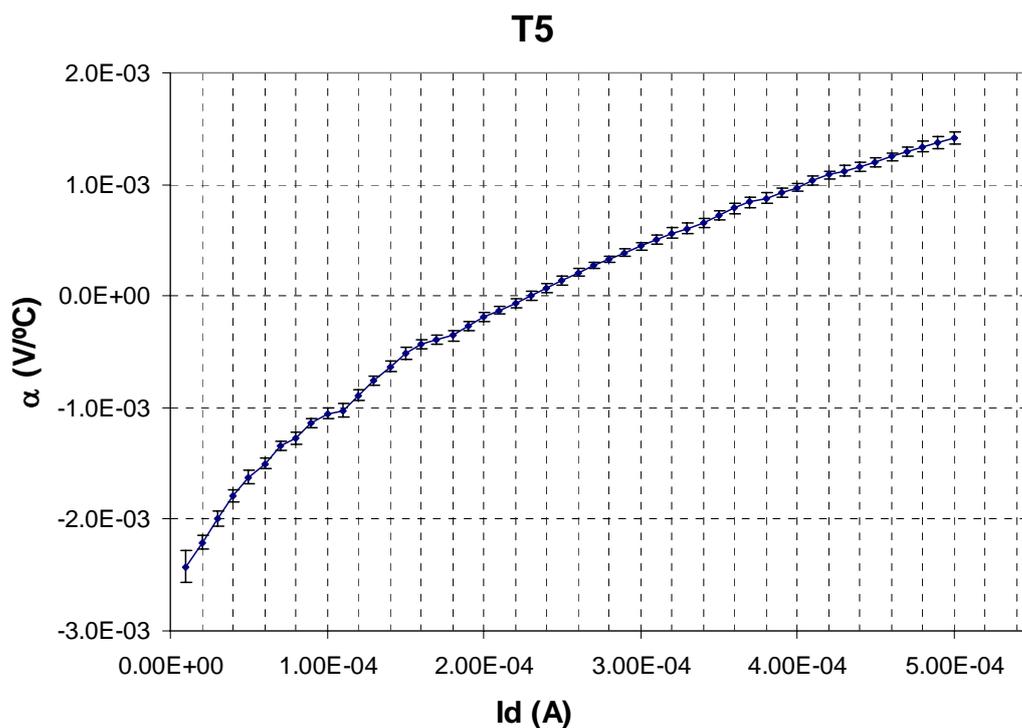


**Figura 5.36.** Dependencia térmica de la tensión de fuente a intensidad constante para el transistor T5. (a)  $I = 10 \mu\text{A}$ . (b)  $I = 500 \mu\text{A}$

Se puede determinar el coeficiente térmico de la tensión de fuente, para diferentes intensidades de polarización, mediante la pendiente de la recta de regresión. Por lo tanto el incremento de la tensión de fuente debido a la variación térmica viene dado por:

$$\Delta V_s^T = \alpha(I) \cdot \Delta T . \tag{5.29}$$

En adelante, por simplicidad nos referiremos al coeficiente térmico dependiente de la intensidad,  $\alpha(I)$ , como  $\alpha$ . El error del coeficiente térmico será el error de la pendiente de la recta de ajuste. En la figura 5.37 se representa la dependencia del coeficiente térmico en función de la intensidad de drenador.



**Figura 5.37.** Dependencia del coeficiente térmico de la tensión de fuente a intensidad constante del transistor T5.

Para calcular la intensidad ZTC basta con interpolar y obtener la corriente para la que se anula  $\alpha_i$ . Para el transistor T5 se obtiene  $I_{ZTC} = 229.7 \mu A$ . Para el resto de transistores estudiados se obtuvieron resultados similares. En la tabla 5.5 se resumen los

valores para la intensidad ZTC de los diferentes pMOS caracterizados, donde puede apreciarse cómo el valor de la  $I_{ZTC}$ , obtenida mediante interpolación, de los diferentes transistores es bastante similar.

	T3	T4	T5	T6	T8	T10	Media	SD
$I_{ZTC} (\mu A)$	229.3	235.1	229.7	232.6	230.0	241.4	<b>231.4</b>	<b>2.5</b>

**Tabla 5.5.** Intensidad ZTC para los diferentes transistores, obtenidos mediante interpolación. En negrita se muestra el valor medio y la desviación estándar.

Tomando como error el triple de la desviación típica, tenemos que:

$$I_{ZTC} = (231 \pm 8) \mu A$$

El valor obtenido concuerda con el calculado en el capítulo 3.

### 5.5.3. Dependencia térmica del parámetro dosimétrico

En el prototipo P-02, se ha usado como parámetro dosimétrico el incremento del valor absoluto de la tensión umbral dado por la expresión 5.28, que recordemos era:

$$\Delta|V_t| = \Delta V_{S1} + \frac{\Delta V_{S2} - \Delta V_{S1}}{1 - \sqrt{\frac{I_2}{I_1}}},$$

donde  $\Delta V_{S_i}$  es el incremento de la tensión de fuente a intensidad constante  $I_i$ , con  $i = 1, 2$ . En una irradiación convencional, se producirá un cambio en la tensión de fuente debida, tanto a los efectos de la radiación, como a la variación térmica. Por lo tanto, los incrementos de la tensión de fuente a corriente constante se pueden escribir como:

$$\begin{aligned} \Delta V_{S1}(T) &= \Delta V_{S1}^0 + \alpha_1(T - T_0) \\ \Delta V_{S2}(T) &= \Delta V_{S2}^0 + \alpha_2(T - T_0) \end{aligned} \quad (5.30)$$

donde  $\Delta V_{S_i}^0$  es el cambio en la tensión de fuente debida a la radiación, y  $\alpha_i$  es el coeficiente térmico de la tensión de fuente a corriente constante  $I_i$ . De igual modo, el incremento de la tensión umbral se deberá tanto a cambios en la temperatura como a los efectos producidos por la radiación, por lo que podemos escribir:

$$\Delta|V_t|(T) = \Delta|V_t^0| + \alpha_{|V_t|}(T - T_0). \quad (5.31)$$

Sustituyendo en (5.28) en (5.30) y operando obtenemos:

$$\Delta|V_t| = \left( \Delta V_{S1}^0 + \frac{\Delta V_{S2}^0 - \Delta V_{S1}^0}{1 - \sqrt{\frac{I_2}{I_1}}} \right) + \left( \alpha_1 + \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{1 - \sqrt{\frac{I_2}{I_1}}} \right) (T - T_0) \quad (5.32)$$

Comparando (5.31) y (5.32) se puede comprobar que:

$$\alpha_{|V_t|} = \alpha_1 + \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{1 - \sqrt{\frac{I_2}{I_1}}}. \quad (5.33)$$

De modo que, conociendo los coeficientes térmicos de variación de la tensión de fuente a corriente constante para dos intensidades distintas podemos calcular el coeficiente térmico de variación de la tensión umbral, y así poder realizar la corrección térmica que se pretende. Para comprobar la validez experimental de la expresión (5.33) se formaron una serie de conjuntos de parejas de intensidades  $(I_1, I_2)$  tales que su cociente fuese superior o igual a cierto valor:

$$M_X = \left\{ (I_1, I_2) / \frac{I_2}{I_1} \geq X \right\} \quad (5.34)$$

Se calculó la expresión (5.33) para cada uno de estos conjuntos con  $X = 9, 20, 30$  y  $50$ , creando un nuevo conjunto de valores de  $\alpha_{|V_t|}$ , para cada uno de los seis transistores estudiados. En la tabla 5.6 se muestran los resultados obtenidos, para los transistores T5 y T6. En ella se calcula el valor medio y la desviación típica del conjunto de valores de  $\alpha_{|V_t|}$  obtenido a partir de los diferentes conjuntos  $M_X$ .

<b>T5, <math>\alpha_{ V_T }</math></b>				
<b>Id2/Id1 &gt;=</b>	<b>9</b>	<b>20</b>	<b>30</b>	<b>50</b>
<b>Promedio (V °C<sup>-1</sup>)</b>	-3.090E-03	-3.078E-03	-3.062E-03	-3.056E-03
<b>3*SD (V °C<sup>-1</sup>)</b>	1.004E-04	7.453E-05	9.182E-06	0.000E+00
<b>3*SD (%)</b>	3.2%	2.4%	0.3%	0.0%
<b>Max (V °C<sup>-1</sup>)</b>	-3.024E-03	-3.056E-03	-3.056E-03	-3.056E-03
<b>Min (V °C<sup>-1</sup>)</b>	-3.139E-03	-3.124E-03	-3.066E-03	-3.056E-03
<b>N muestras</b>	119	41	21	1
<b>T6, <math>\alpha_{ V_T }</math></b>				
<b>Id2/Id1 &gt;=</b>	<b>9</b>	<b>20</b>	<b>30</b>	<b>50</b>
<b>Promedio (V °C<sup>-1</sup>)</b>	-3.180E-03	-3.160E-03	-3.134E-03	-3.128E-03
<b>3*SD (V °C<sup>-1</sup>)</b>	1.592E-04	1.349E-04	1.113E-05	0.000E+00
<b>3*SD (%)</b>	5.0%	4.3%	0.4%	0.0%
<b>Max (V °C<sup>-1</sup>)</b>	-3.100E-03	-3.128E-03	-3.128E-03	-3.128E-03
<b>Min (V °C<sup>-1</sup>)</b>	-3.274E-03	-3.239E-03	-3.140E-03	-3.128E-03
<b>N muestras</b>	119	41	21	1

**Tabla 5.6.** Intensidad ZTC para los diferentes transistores. En negrita se muestra el valor medio y la desviación estándar.

Como se puede observar en la tabla 5.6 se obtiene menor desviación típica dentro del mismo conjunto de  $\alpha_{|V_T|}$  calculado a partir de  $M_X$ , cuanto mayor es el valor de  $X$ , lo que se debe a que se minimiza el error relativo del cociente de intensidades, a la vez que se reduce el número de parejas integrantes del conjunto. Nosotros utilizamos los datos correspondientes al conjunto  $M_X$ , con  $X = 30$ , ya que existe un número significativo de parejas, 21, y la desviación estándar es del orden del 0.1%. En la tabla 5.7 se muestran los valores medios del  $\alpha_{|V_T|}$  y la desviación típica de este parámetro calculada en el conjunto  $M_{30}$  para los diferentes transistores:

	$\alpha_{ V_T } (mV / ^\circ C)$	$3 \cdot \sigma_{ V_T } (mV / ^\circ C)$
<b>T3</b>	-3.21	0.02
<b>T4</b>	-3.074	0.008
<b>T5</b>	-3.062	0.009
<b>T6</b>	-3.134	0.011
<b>T8</b>	-3.035	0.009
<b>T10</b>	-3.034	0.007

**Tabla 5.7** Coeficientes térmicos del valor absoluto de la tensión umbral para los diferentes transistores estudiados

Calculando el valor medio de los coeficientes  $\alpha_{|V_T|}$  obtenidos para cada transistor y tomando como error experimental tres veces la desviación típica, nos queda que:

$$\alpha_{|V_t|} = (-3.09 \pm 0.21) mV \text{ } ^\circ C^{-1}$$

El valor obtenido concuerda con el calculado en el capítulo 3, que recordemos era de  $\alpha_{|V_t|} = (-3.5 \pm 0.4) mV \text{ } ^\circ C^{-1}$ . El error experimental obtenido con este último método y utilizando la instrumentación descrita, resulta inferior al error obtenido con el método y la instrumentación usada en la caracterización mostrada en el capítulo 2. Por lo tanto, este último método de medida y de extracción del coeficiente térmico de la tensión umbral ha resultado ser el más preciso de todos los descritos en este trabajo, por lo que el valor de  $\alpha_{|V_t|}$  calculado en este apartado será el que usaremos de aquí en adelante.

Una vez comprobada la validez de la expresión 5.33, nos interesa relacionar el coeficiente térmico de la tensión de fuente a corriente constante con el valor de dicha intensidad, para evitar tener que calcularlo de forma independiente para cada transistor. Para ello evaluamos (5.33) a una intensidad  $I$  genérica que presentará un coeficiente térmico  $\alpha$ , y la  $I_{ZTC}$ , cuyo coeficiente térmico será nulo. Tomando  $I_1 = I_{ZTC} \Rightarrow \alpha_1 = 0$ ,  $I_2 = I \Rightarrow \alpha_2 = \alpha$ , la expresión (5.33) nos queda como:

$$\alpha = \alpha_{|V_t|} \left( 1 - \sqrt{\frac{I}{I_{ZTC}}} \right). \quad (5.35)$$

La dependencia de  $\alpha$  con la intensidad concuerda con la forma de la dependencia experimental encontrada y reflejada en la figura 5.37. Para comprobar la validez de (5.34) basta con representar el coeficiente térmico en función de la raíz cuadrada de la intensidad, como se muestra en la figura 5.38. Realizando un ajuste lineal podremos comprobar que se cumple (5.35):

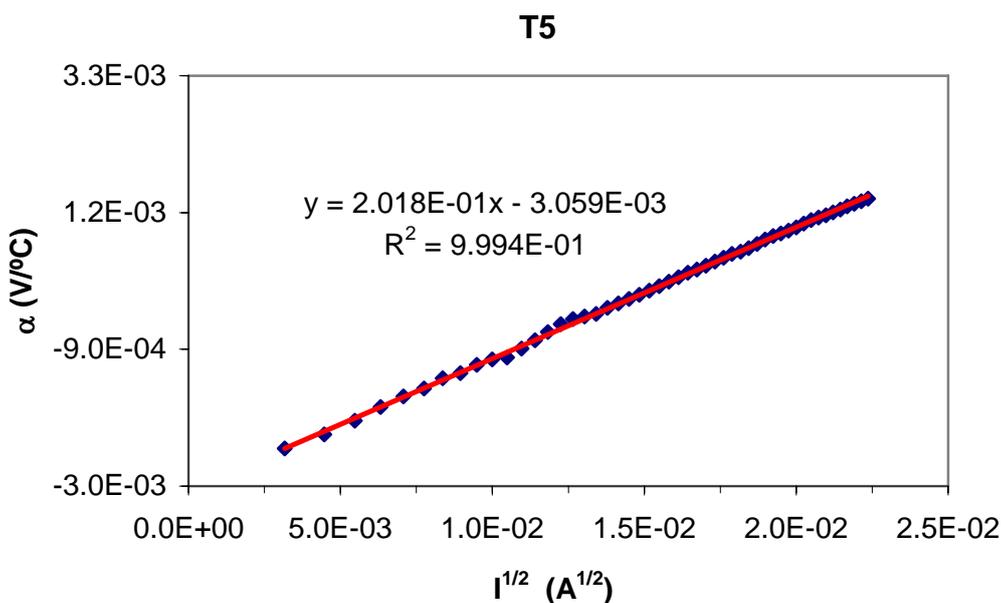
$$\alpha = \alpha_{|V_t|} \left( 1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{ZTC}}} \right) = -\frac{\alpha_{|V_t|}}{\sqrt{I_{ZTC}}} \sqrt{I} + \alpha_{|V_t|} = m\sqrt{I} + b$$

Por lo tanto,

$$\alpha_{|V_T|} = b$$

$$I_{ZTC} = \left( \frac{\alpha_{|V_T|}}{m} \right)^2 \tag{5.36}$$

Evaluando (5.36) con los parámetros del ajuste lineal mostrado en la figura 5.38, obtenemos que  $\alpha_{|V_T|} = 3.06mV \text{ } ^\circ C^{-1}$ , y que  $I_{ZTC} = 229.8 \mu A$ , como cabía esperar.



**Figura 5.38.** Coeficientes térmicos del transistor T5 en función de la raíz cuadrada de la intensidad

Una vez demostrado comprobada experimentalmente la validez de (5.35) podemos determinar el coeficiente térmico del valor absoluto de la tensión umbral y el valor de la  $I_{ZTC}$  mediante la expresión 5.36.

Parámetro	T3	T4	T5	T6	T8	T10	Media	SD
$\alpha_{ V_T } (mV \text{ } ^\circ C^{-1})$	-3.05	-3.18	-3.06	-3.14	-2.98	-3.04	<b>-3.08</b>	<b>0.08</b>
$I_{ZTC} (\mu A)$	224.9	233.3	229.8	230.7	228.5	235.1	<b>230</b>	<b>3</b>

**Tabla 5.6.** Intensidad ZTC para los diferentes transistores, obtenidas mediante un ajuste de regresión. En negrita se muestra el valor medio y la desviación estándar.

En la tabla 5.6 se resumen los resultados obtenidos, que difieren ligeramente con los mostrados en la tabla 5.5. Esta discrepancia se debe a que los resultados mostrados en la tabla 5.5 se han obtenido mediante interpolación lineal del coeficiente térmico en

función de la corriente, y como se ha mostrado en este apartado, el coeficiente térmico es proporcional a la raíz cuadrada de la intensidad.

Por lo tanto, tomando como error el triple de la desviación típica, tenemos que:

$$I_{ZTC} = (230 \pm 9) \mu A ,$$

valor obtenido que concuerda con los valores obtenidos hasta el momento para la  $I_{ZTC}$  mediante diferentes métodos.

#### 5.5.4. Algoritmo de compensación térmica de la tensión de fuente

Se pretende obtener la tensión de fuente minimizando su dependencia térmica. El incremento de la tensión de fuente debido a la temperatura viene dado por la expresión (5.29). Recordemos, que evaluando esta expresión para dos intensidades distintas obteníamos la expresión (5.30):

$$\begin{aligned} \Delta V_{S1}(T) &= \Delta V_{S1}^0 + \alpha_1 \Delta T \\ \Delta V_{S2}(T) &= \Delta V_{S2}^0 + \alpha_2 \Delta T \end{aligned}$$

Para la compensación térmica, en primera aproximación, se va a despreciar el término de incremento de la tensión de fuente debido a la transconductancia, aunque después se incluirá la corrección dada por la expresión (5.28). Por lo tanto, el incremento de tensión de fuente a corriente constante será prácticamente igual al incremento de tensión umbral:

$$\Delta |V_t^0| \approx \Delta V_s^0 . \quad (5.37)$$

Tomando la aproximación (5.37) se ha de tener en cuenta que se está despreciando el cambio de transconductancia, por lo que el incremento de tensión de fuente independiente con la temperatura será aproximadamente igual en ambas para ambas intensidades:

$$\Delta |V_t^0| \approx \Delta V_{S1}^0 \approx \Delta V_{S2}^0 . \quad (5.38)$$

Despejando de (5.30)  $\Delta V_{S1}^0$  y  $\Delta V_{S2}^0$ , igualándolos y operando podemos calcular el incremento de temperatura:

$$\Delta T \approx \frac{\Delta V_{S1} - \Delta V_{S2}}{\alpha_1 - \alpha_2}. \quad (5.39)$$

Sustituyendo (5.39) en (5.30) para  $\Delta V_{S1}$  y operando, obtenemos:

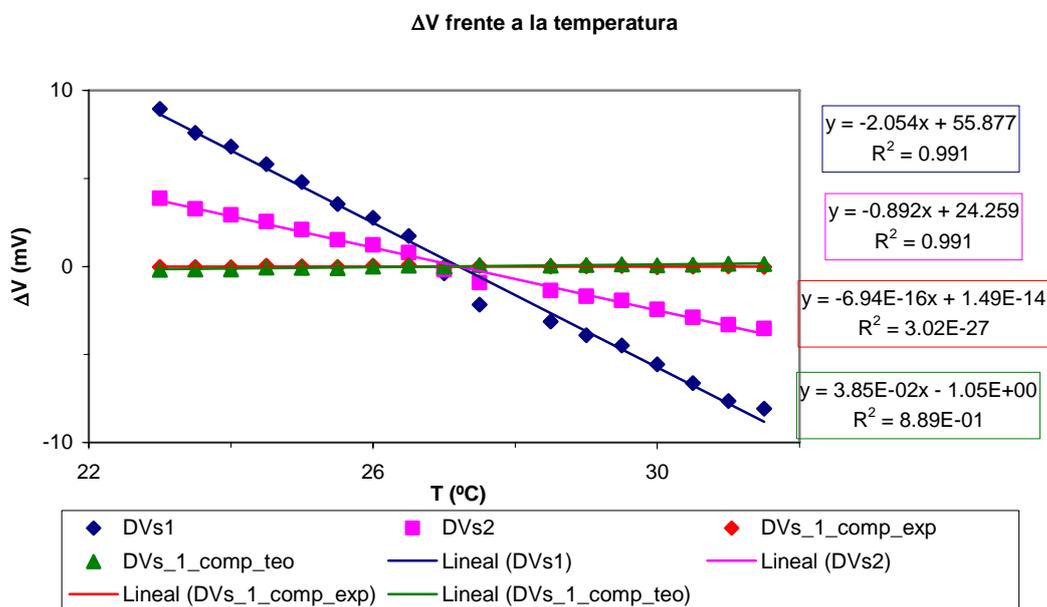
$$\Delta V_{S1}^0 = \Delta V_{S1} + \frac{\Delta V_{S2} - \Delta V_{S1}}{1 - \frac{\alpha_2}{\alpha_1}}. \quad (5.40)$$

Conocemos la dependencia del coeficiente térmico en función de la intensidad de fuente, dada por la expresión (5.35), por lo que si sustituimos esta expresión en (5.40), podemos determinar la tensión de fuente compensada en temperatura en función de las intensidades  $I_1$ ,  $I_2$  e  $I_{ZTC}$ :

$$\Delta V_{S1}^0 = \Delta V_{S1} + (\Delta V_{S2} - \Delta V_{S1}) \frac{\sqrt{I_1} - \sqrt{I_{ZTC}}}{\sqrt{I_1} - \sqrt{I_2}}. \quad (5.41)$$

Para comprobar la validez experimental de (5.41) se modificó el prototipo P-02, de modo que la fuente de intensidad que proporcionaba la  $I_{ZTC}$  suministrase  $120 \mu A$ . Se tomó esta corriente por estar próxima en el orden de magnitud a  $30 \mu A$ , pero estar lo suficientemente alejada como para que los coeficientes térmicos fuesen distintos. Así se programó el P-02 para que midiese la temperatura y el incremento de la tensión de fuente ambas intensidades durante 24 horas, aproximadamente. El sensor térmico monitoriza la temperatura cada  $0.5 \text{ }^\circ\text{C}$ , por lo que una vez descargados los datos en el PC, hubo que agruparlos en conjuntos de medidas a igual temperatura y realizar un promediado. En la figura 5.39, se muestran los resultados obtenidos. Se ha calculado la compensación térmica de la tensión de fuente para  $30 \mu A$ , partiendo de la expresión (5.40) y usando el valor de los coeficientes térmicos obtenidos experimentalmente. En la figura 5.39, se puede observar cómo para la serie “DVs1\_comp\_exp” se obtiene una pendiente prácticamente nula. Por lo tanto, la expresión (5.40) quedaría validada. Nos interesa, además, poder compensar térmicamente sin necesidad de medir

experimentalmente los coeficientes  $\alpha_i$ . Para ello evaluamos (5.41) y obtenemos una nueva serie, “DV<sub>s</sub>\_1\_comp\_teo”. Realizando un ajuste lineal se obtiene una pendiente del orden de  $40\mu V\ ^\circ C^{-1}$ , usando el valor de  $I_{ZTC}$  obtenido anteriormente,  $I_{ZTC} = 230\ \mu A$ . La pequeña deriva térmica que se aprecia para la tensión de fuente compensada a partir de la expresión (5.41) se debe a que posiblemente la  $I_{ZTC}$  para este transistor en concreto no sea exactamente  $230\ \mu A$ , sino ligeramente inferior. La comprobación de (5.40) y (5.41) se repitió para otros dos transistores más, obteniendo resultados similares.



**Figura 5.39.** Variación de las tensiones de fuente para intensidades de 30 y 120 $\mu A$ , y de la compensación térmica, determinada a partir de los coeficientes térmicos experimentales y los teóricos.

## 5.6. Diseño y realización del prototipo P-03

El prototipo P-02 permitía medir el incremento de tensión umbral a partir de dos intensidades, sin embargo presentaba una dependencia térmica que podía interferir en la medida de la dosis. En el prototipo P-03 se implementa un algoritmo de medida que incorpora las ventajas de la compensación en temperatura en la medida de la tensión umbral.

### 5.6.1. Medida del incremento de la tensión umbral compensada en temperatura

Según se ha mostrado en apartados anteriores, el incremento de tensión umbral se puede medir con el incremento de la tensión de fuente para dos intensidades distintas, según la expresión (5.28).

$$\Delta|V_r| = \Delta V_{S1} + \frac{\Delta V_{S2} - \Delta V_{S1}}{1 - \sqrt{\frac{I_2}{I_1}}}$$

La tensión de fuente depende de la temperatura. Sería deseable poder aplicar (5.28) a los incrementos de la tensión de fuente compensada en temperatura. Para ello hemos de introducir una tercera intensidad, de modo que podamos compensar térmicamente el incremento de la tensión de fuente medida a  $I_1$  e  $I_2$ , con el incremento de esta nueva intensidad. Se va a elegir para compensar una intensidad intermedia entre  $I_1$  e  $I_2$ , a la que denotaremos como  $I_C$ . Evaluando (5.41) para  $I_1$  e  $I_C$ , y para  $I_2$  e  $I_C$ , podremos obtener los incrementos compensados térmicamente para  $I_1$  e  $I_2$ :

$$\begin{aligned} \Delta V_{S1}^0 &= \Delta V_{S1} + (\Delta V_{SC} - \Delta V_{S1}) \frac{\sqrt{I_1} - \sqrt{I_{ZTC}}}{\sqrt{I_1} - \sqrt{I_C}} \\ \Delta V_{S2}^0 &= \Delta V_{S2} + (\Delta V_{SC} - \Delta V_{S2}) \frac{\sqrt{I_2} - \sqrt{I_{ZTC}}}{\sqrt{I_2} - \sqrt{I_C}} \end{aligned} \quad (5.42)$$

Una vez calculados los incrementos de tensión de fuente compensados en temperatura, podremos determinar el incremento del valor absoluto de la tensión umbral aplicando (5.28) a los incrementos calculados en (5.42):

$$\Delta|V_t| = \Delta V_{S1}^0 + \frac{\Delta V_{S2}^0 - \Delta V_{S1}^0}{1 - \sqrt{\frac{I_2}{I_1}}}. \quad (5.43)$$

Si tomamos  $I_1 = I_{ZTC}$ , no será necesario compensar el incremento de tensión umbral medido con esta corriente. Así en nuestro prototipo únicamente deberíamos implementar las rutinas necesarias para calcular las siguientes expresiones:

$$\Delta|V_t| = \Delta V_{S,ZTC} + \frac{\Delta V_{S2}^0 - \Delta V_{S,ZTC}}{1 - \sqrt{\frac{I_2}{I_{ZTC}}}}. \quad (5.44a)$$

$$\Delta V_{S2}^0 = \Delta V_{S2} + (\Delta V_{SC} - \Delta V_{S2}) \frac{\sqrt{I_2} - \sqrt{I_{ZTC}}}{\sqrt{I_2} - \sqrt{I_C}} \quad (5.44b)$$

Este último método de medida es el que requiere de un menor número de operaciones intermedias, por lo que será el que usaremos para la medida del incremento del valor absoluto de la tensión umbral compensada en temperatura, que será nuestro parámetro dosimétrico. Si se desea utilizar el método descrito, el nuevo prototipo deberá ser capaz de polarizar el transistor con, al menos, tres corrientes distintas y medir el incremento de la tensión de fuente a cada una de ellas.

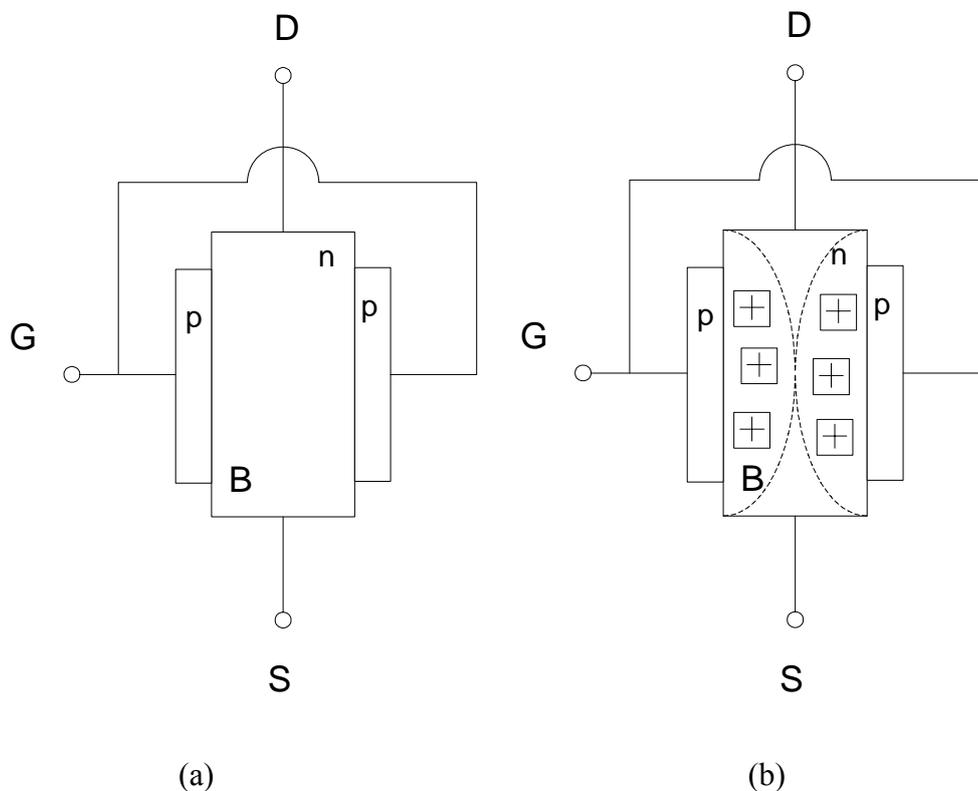
El método de medida con tres intensidades supone una mejora sustancial del estado de la técnica, ya que minimiza el efecto de la degradación de la transconductancia del canal así como la deriva térmica. Si de forma complementaria, se realiza la medida pulsada, mejora la relación señal ruido. Estas novedades, se incluyeron en una solicitud de patente [CAR07a] que en la actualidad se encuentra extendida a solicitud PCT (*Patent Cooperation Treaty*).

### 5.6.2. Miniaturización del módulo sensor

Hasta el momento no se ha abordado la sombra a la radiación que produce nuestro módulo sensor. Como se puede apreciar en la figura 5.13b, el módulo sensor resulta de un espesor considerable. El componente de mayor grosor es el conmutador mecánico, cuya única misión es mantener cortocircuitados los terminales de fuente y drenador, los cuales se encuentran cortocircuitados en la placa de circuito impreso con los terminales de sustrato y puerta respectivamente. Para reducir el tamaño se pensó sustituir el conmutador por algún dispositivo electrónico que mantuviese una baja resistencia entre sus terminales cuando no se aplicase sobre él señal alguna, pero que bajo las condiciones de polarización adecuadas, abriese dicho contacto e incrementase sensiblemente la resistencia entre ellos.

Entre los dispositivos electrónicos disponibles se consideraron dos candidatos posibles: Transistor MOS de depleción y transistor JFET (*Junction Field-Effect Transistor*). El primero de ellos se caracteriza por ser un transistor MOSFET en el que se han implantado una serie de impurezas en las proximidades de la interfase que proporcionan el campo eléctrico necesario para formar el canal que conecte los terminales de drenador y fuente. Aplicando cierta tensión en el terminal de puerta se puede eliminar el canal interrumpiendo el contacto eléctrico. Sin embargo, se desechó este dispositivo, ya que el campo eléctrico existente en el óxido de puerta, potenciado por las cargas implantadas para la creación del canal, hará que se separen los pares electrón-hueco, almacenándose en la estructura. Estas cargas alterarán la tensión umbral del dispositivo, y por tanto la tensión de apertura del canal. A altas dosis puede llegar incluso a destruirse el dispositivo.

Nos decantamos por tanto, por usar un transistor JFET, que está formado por un bloque de silicio dopado, el sustrato (B), para conseguir una baja resistividad, flanqueado por dos terminales de puerta (G) constituidos por silicio dopado con impurezas de distinto signo al del sustrato. Si el dopado del sustrato se realiza con impurezas donadoras tendremos un JET de canal n, y de canal p, si las impurezas son de carácter aceptador. En la figura 5.40a se muestra el esquema de un transistor JFET de canal n. Nótese que los terminales de puerta y el sustrato forman dos uniones p-n enfrentadas que flanquean el sustrato.

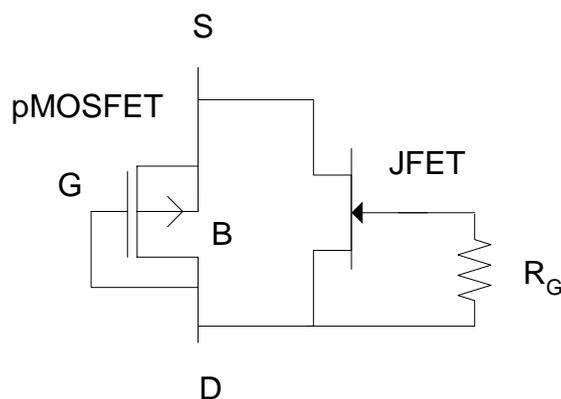


**Figura 5.40.** (a) Esquema de un transistor JET canal n. (b) Esquema y zonas de vaciamiento de un transistor JFET de canal n con tensión puerta-sustrato menor que cero y suficiente para que se rompa el contacto eléctrico entre fuente y drenador.

En ausencia de polarización, es decir, sin diferencia de potencial entre la puerta y el sustrato, la anchura de las zonas de carga espacial de ambas uniones es prácticamente nula, de modo que los terminales de fuente y drenador se encuentran cortocircuitados a través del sustrato. Si por el contrario, se polarizan en inversa las uniones p-n, se amplían sendas zonas de carga espacial no móvil, evacuando los portadores libres. Al estar enfrentadas ambas zonas de vaciamiento, como se muestra en la figura 5.40b, se reduce la sección por la que pueden circular los portadores libres, incrementando la resistencia entre los terminales de fuente y drenador. Si la tensión puerta-sustrato es tal que ambas zonas de cargas espaciales llegan a unirse, se rompe el contacto eléctrico existente entre drenador y fuente, quedando abierto el circuito. En el caso de un transistor JFET de canal n, habrá que aplicar una tensión negativa de puerta-sustrato para eliminar el contacto eléctrico entre los terminales de fuente y drenador. A esta tensión se la conoce como tensión de estrechamiento total,  $V_p$ . Los JFETs se

caracterizan por presentar una elevada tolerancia a la radiación [CIT95][DAL03], de modo que la tensión  $V_p$  permanece prácticamente constante al ser irradiado.

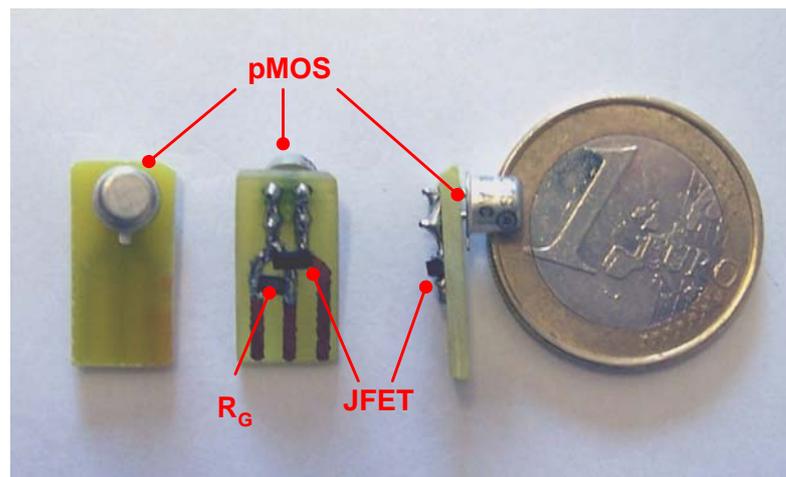
Conectando la fuente del JFET al terminal de puerta y drenador del pMOS, y el drenador del JFET al terminal de fuente y sustrato del pMOS, según se muestra en la figura 5.41, se mantendrán los terminales del pMOS cortocircuitados en ausencia de polarización. El cortocircuito entre fuente y drenador del JET se deberá abrir durante la medida de la tensión de fuente, de manera que la intensidad circule por el MOSFET. El prototipo P-03 deberá proporcionar la tensión puerta-sustrato adecuada en el JFET producir el estrangulamiento. Una vez desconectado el módulo sensor del lector de dosis, el contacto entre los terminales de puerta y drenador del pMOS estará interrumpido hasta que la tensión de puerta-fuente del JFET esté por debajo del voltaje  $V_p$ . La capacidad existente entre la puerta del dispositivo y el sustrato, se tiene que descargar por una unión p-n en inversa, lo que se producirá lentamente, existiendo cierto periodo de tiempo tras la desconexión del lector de dosis en el que el cortocircuito fuente-drenador del pMOS se encuentra interrumpido. Para que la descarga de la capacidad de puerta se realice más rápidamente, y evitar así posibles daños en la manipulación del sensor, se colocó una resistencia,  $R_G$ , de la puerta del JFET a la masa del sistema, como se muestra en la figura 5.41.



**Figura 5.41.** Esquema de conexión del transistor JET y el transistor pMOS.

En la figura 5.42 se muestra el aspecto del módulo sensor con el JFET, que si se compara con la configuración anterior, figura 5.13b, se puede apreciar cómo se ha reducido considerablemente el grosor, aunque resulta ligeramente más alargado. Para

disminuir el tamaño del módulo sensor se eligieron JETs que estuviesen disponibles en encapsulados de montaje superficial. Se barajaron dos candidatos: el MMBF4391 del fabricante ON-Semiconductor (USA), y el SST174 de Vishay Siliconix (USA). El primero de ellos se caracteriza por ser de canal n, tener una resistencia entre sus terminales puerta fuente de  $30\Omega$ , una tensión de puerta de  $-10V$  para romper el contacto puerta-drenador y un coste de  $0.33\text{ €}$ . El segundo de ellos es de canal p, lo que implica una mayor resistencia al paso de la corriente, de unos  $300\Omega$ , es de mayor coste,  $0.64\text{ €}$ , pero presenta la ventaja de necesitar una tensión de puerta positiva para romper el contacto eléctrico entre S-D. La resistencia al paso de la corriente interesa que sea la menor posible, para que el contacto puerta-fuente del pMOS se asemeje lo más posible a un cortocircuito ideal, por lo que interesaría utilizar el MMBF4391. Como ambos dispositivos son pin a pin compatibles, se va a diseñar todo el sistema dosimétrico para poder manejar módulos sensores con JFETs de ambos tipos.

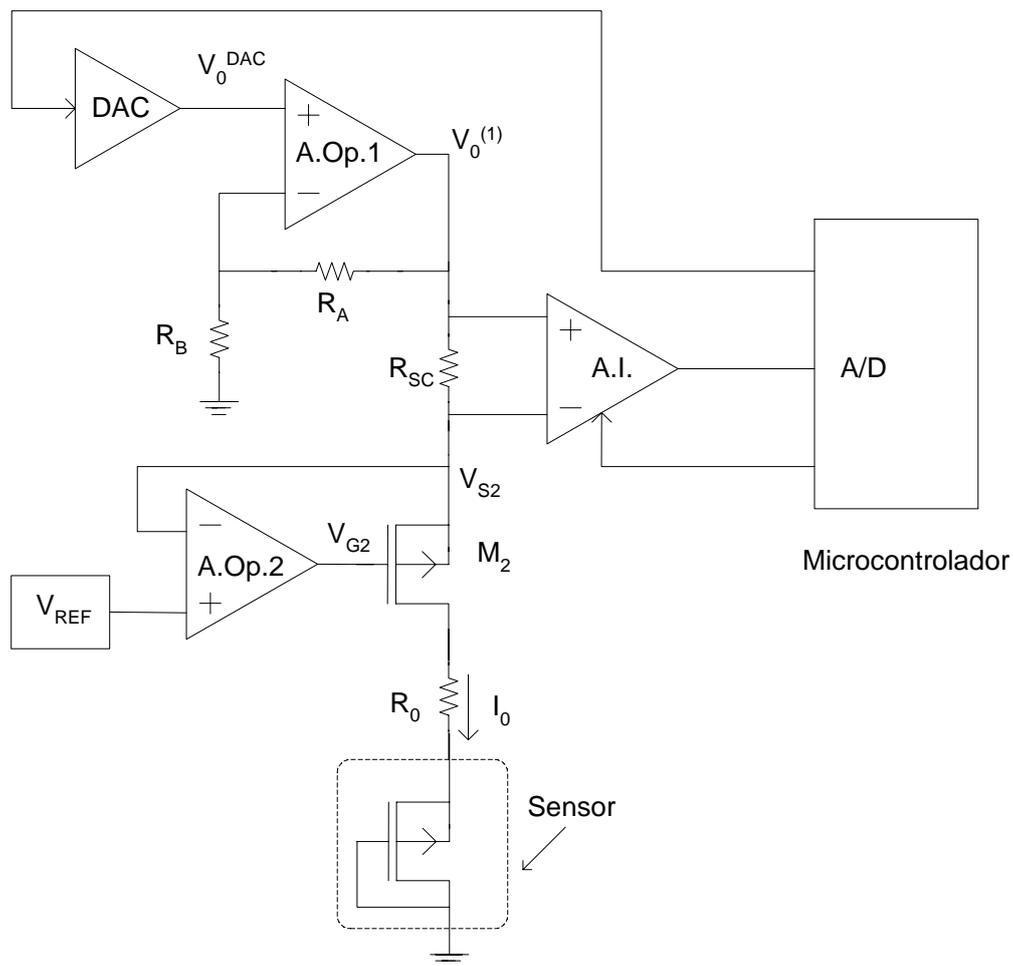


**Figura 5.42.** Vista superior, inferior y lateral del módulo sensor compuesto por el transistor 3N163 y un JET con resistencia de puerta.

### 5.6.3. Mejoras en el diseño electrónico

El nuevo prototipo debe ser capaz de polarizar al transistor con tres intensidades distintas, manteniendo la opción de pulsado de corriente. Necesitaríamos añadir una nueva fuente de intensidad a las dos existentes en el prototipo P-02. Las fuentes de corriente usadas en el P-02 presentan el inconveniente de proporcionar una intensidad

fija, cuyo valor no puede ser alterado. Sería deseable una única fuente de intensidad controlada digitalmente que permitiese proporcionar las diferentes intensidades. Además, como se ha mostrado en el apartado anterior, la  $I_{ZTC}$  varía ligeramente de unos transistores a otros, aún siendo todos ellos del mismo lote de fabricación. Por las razones expuestas anteriormente, se estimó conveniente el diseño de una nueva fuente de corriente programable que fuese controlada desde el microcontrolador.



**Figura 5.43.** Esquema electrónico de la fuente de intensidad programable.

En la figura 5.43 se muestra el esquema de la fuente de corriente programable diseñada para polarizar el sensor de radiación MOSFET que aparece recuadrado. La fuente de intensidad consta básicamente de un DAC, un par de amplificadores operacionales, A.Op.1 y A.Op.2, un transistor pMOS, denotado como  $M_2$ , una

referencia de voltaje  $V_{REF}$ , y un conjunto de resistencias. La intensidad de salida se controla mediante el microcontrolador, variando el voltaje de salida del DAC,  $V_0^{DAC}$ . El voltaje  $V_0^{DAC}$  es amplificado en el amplificador no inversor implementado con A.Op.1 y las resistencias  $R_A$  y  $R_B$ , resultando:

$$V_0^{(1)} = \left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) V_0^{DAC}. \quad (5.45)$$

El amplificador operacional A.Op.2 tiene como función la de fijar la tensión de fuente de  $M_2$ , al voltaje de referencia. Para ello es necesario que esté realimentado negativamente para que el voltaje de su terminal no inversor y el terminal inversor sean iguales. La caída de voltaje en la resistencia  $R_{SC}$ , vendrá dada  $V_0^{(1)} - V_{REF}$ , por lo que la intensidad que circula por ella vendrá dada por:

$$I_{R_{SC}} = \frac{V_0^{(1)} - V_{REF}}{R_{SC}}. \quad (5.46)$$

Como la intensidad de puerta de un pMOS ideal es nula, la intensidad que circula por  $R_{SC}$  será la intensidad de salida. Sustituyendo (5.45) en (5.46) obtenemos que:

$$I_0 = \frac{1}{R_{SC}} \left[ \left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) V_0^{DAC} - V_{REF} \right]. \quad (5.47)$$

La tensión de salida del DAC viene dada por la expresión (5.4) por lo que (5.47) nos queda:

$$I_0 = \frac{1}{R_{SC}} \left[ \left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) \frac{n_{DAC}}{n_{DAC}^{MAX}} V_{DAC}^{ref} - V_{REF} \right], \quad (5.48)$$

donde  $n^{MAX} = 2^{n\_bits} - 1$ , siendo  $n\_bits$  el número de bits del DAC. En este diseño se va a tomar  $V_{DAC}^{ref} = V_{REF}$ , por lo que (5.48) queda como:

$$I_0 = \frac{V_{REF}}{R_{SC}} \left[ \left( 1 + \frac{R_A}{R_B} \right) \frac{n_{DAC}}{n_{DAC}^{MAX}} - 1 \right]. \quad (5.49)$$

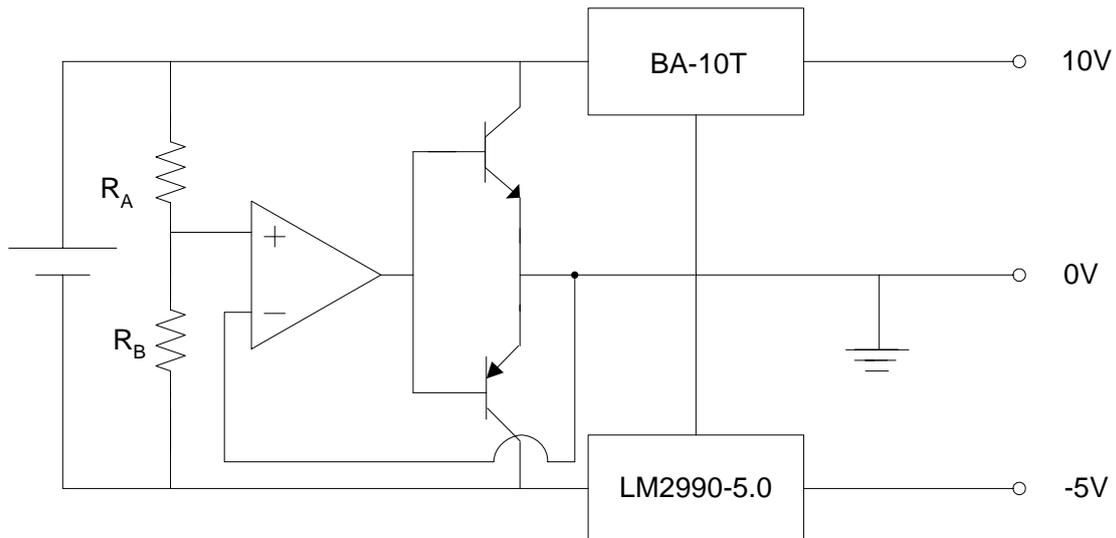
Como puede observarse, se ha obtenido una expresión que relaciona de forma lineal la palabra digital del DAC y la intensidad de salida de la fuente de corriente.

Para monitorizar la corriente de salida se conectó un amplificador de instrumentación a ambos terminales de  $R_{SC}$ . La ganancia del amplificador se podía conmutar entre dos valores distintos con el microcontrolador. Se mide la intensidad con la menor ganancia, y si el resultado es menor que cierto valor se conmuta a la mayor ganancia. A continuación se repite la medida, de modo que el número de cuentas del conversor analógico-digital sea elevado, reduciéndose el error relativo de la medida.

Entre el drenador de  $M_2$ , que sería el terminal de salida de la fuente corriente y la fuente del sensor de radiación pMOS, se ha colocado una resistencia de protección,  $R_0$ , para evitar que durante el pulsado, al llevar la fuente del sensor a masa, se cortocircuite la tensión de referencia y masa a través de  $M_2$ .

Para el pulsado de la corriente se va a mantener la circuitería introducida en el prototipo P-02, es decir, el oscilador 555 y el BJT por el que se deriva la corriente a masa. Del mismo modo, se mantuvo la etapa de adaptación y amplificación del voltaje de fuente del prototipo P-02.

Además se introdujo alimentación bipolar para ampliar el rango de medida de los amplificadores de instrumentación, ya que se comprobó que la máxima tensión diferencial aceptable para un comportamiento lineal era proporcional a la diferencia entre la tensión en modo común de la medida y la tensión negativa de alimentación. Para conseguir alimentación bipolar a partir de una única tensión de continua y no usar convertidores DC/DC que pudiesen introducir ruidos de conmutación en la alimentación, se prefirió dividir la tensión continua de alimentación antes de la entrada a los diferentes reguladores. Para implementarlo se usó una etapa de potencia de clase B que realimenta a un amplificador operacional, como se muestra en la figura 5.44.



**Figura 5.44.** Esquema del módulo de alimentación bipolar

El prototipo P-03 usa dos baterías PP3 dispuestas en serie. Mediante las resistencias  $R_A$  y  $R_B$ , el amplificador operacional y los transistores bipolares, se divide el voltaje de la batería de modo que a la entrada de cada regulador se alcance la tensión necesaria para poder proporcionar a la salida +10 V y -5 V, respectivamente. Los reguladores utilizados se caracterizan por ser de baja caída interna, es decir, que basta con que el voltaje a la entrada sea ligeramente superior, del orden de 0.8 V, que el voltaje que proporcionan a la salida. La alimentación bipolar se utilizó para alimentar la circuitería analógica. Para conseguir aislar la circuitería analógica, responsable de la amplificación de la tensión de fuente, del ruido de conmutación de típico de los circuitos digitales, se separó la alimentación digital mediante un nuevo regulador que proporcionaba 5 V a la salida con los que se alimentaría toda la electrónica digital de nuestro prototipo. Los terminales de entrada se conectaron del mismo modo que los del regulador de +10 V, representado en la figura 5.44.

Además de las mejoras mencionadas anteriormente, el prototipo debía ser capaz de proporcionar la tensión de puerta adecuada para abrir, durante la medida, el JFET que actuaba como cortocircuito entre los terminales de fuente y drenador del transistor pMOS. Para poder manejar módulos sensores con JFET tanto de canal p como de canal n, se conectó la puerta de dicho dispositivo a la salida de un conmutador analógico que permitía conectar el terminal de puerta a +10V ó -10V, respectivamente. Antes de realizar la primera medida de dosis con un módulo sensor determinado, se introducía mediante el teclado, el tipo de JFET usado. Para la medida, y una vez identificado el

módulo sensor mediante el teclado, el microcontrolador generaba la señal de control adecuada para conectar la puerta del JFET a la tensión necesaria, abriendo así el cortocircuito. La tensión de +10 V se tomó directamente de la tensión de alimentación. Sin embargo fue necesario generar -10 V, o bien invirtiendo el voltaje de +10 V, o bien doblando los -5 V, todo ello realizado con bombas de carga mediante capacidades conmutadas integradas en un circuito comercial. Para evitar que el ruido generado en la conmutación interna de este tipo circuitos se transmitiese a los amplificadores de señal analógica, se tomó la tensión de entrada de los +5 V de alimentación digital. Usando dos convertidores DC/DC dispuestos en cascada, doblando los 5 V de entrada, el primero de ellos, e invirtiéndola el segundo, se consiguieron los -10 V necesarios para abrir el JFET de canal-n. Los convertidores DC/DC utilizados fueron del modelo TC7662, del fabricante Microchip (USA).

#### **5.6.4. Realización del prototipo P-03**

En este prototipo se introdujeron diversas mejoras, como fue la inclusión de la fuente de corriente programable, la alimentación bipolar y la obtención de la tensión de -10 V para la puerta del JFET de canal-n. En el bloque de alimentación se incluyen los diferentes reguladores, así como el operacional necesario para obtener alimentación bipolar y los convertidores DC/DC para conseguir el voltaje de -10 V a partir de los 5 V digitales. En la figura 5.45 se muestra la placa de circuito impreso sobre la que se soldaron los diferentes componentes. La apariencia externa del prototipo era similar a la de sus antecesores, con la salvedad del zócalo de conexión del módulo sensor, ya que este prototipo estaba preparado para el manejo de sensores en los que el cortocircuito se realizase tanto con un JFET de canal n o de canal p. Se construyó el prototipo lo más versátil posible, por si el uso de JFETs no daba el resultado esperado y se tenía que volver a usar el conmutador para realizar el cortocircuito. En tal caso, habría que cambiar únicamente el zócalo de contacto, dejando al aire el terminal de puerta del JET.

El prototipo P-03 permite manejar un total de 256 sensores, para los cuales se puede configurar la medida de dosis con una, dos, tres o cuatro corrientes, que de forma complementaria pueden estar o no pulsadas.

El prototipo final consumía una corriente de unos 50 mA, en modo de reposo o de medida continua, y de 80 mA en modo pulsado. Este incremento de consumo se debía al cortocircuito del pMOS a masa para conseguir la pulsación.

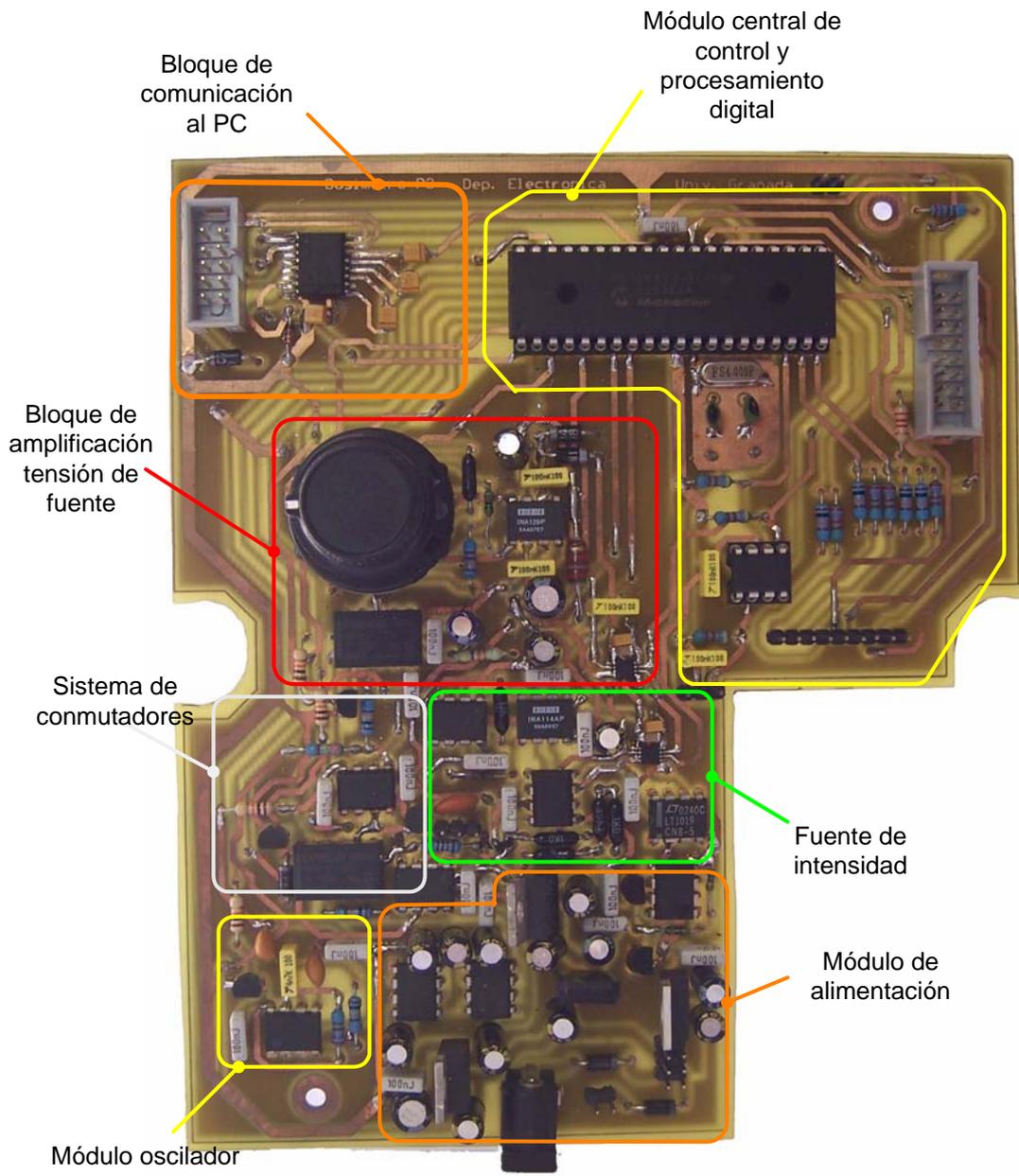


Figura 5.45. Placa de circuito impreso del prototipo P-03.



**Figura 5.46.** Prototipo P-03 y un módulo sensor.

En el capítulo siguiente se mostrará y serán discutidos los resultados obtenidos con este sistema dosimétrico, así como sus limitaciones de uso.

---

# Capítulo 6: Características dosimétricas del P-03

---

En este capítulo se van a presentar y discutir los diferentes resultados experimentales obtenidos con el prototipo P-03. Analizando estos resultados, podremos determinar las limitaciones del sistema desarrollado. Por último, mostraremos un pequeño manual de usuario y las especificaciones técnicas y dosimétricas.

## 6.1. Resultados experimentales

Se va a proceder a mostrar las diferentes pruebas realizadas para estudiar la dependencia térmica, la linealidad de la respuesta del sensor y la dependencia radial para los fotones provenientes de un acelerador lineal de electrones.

### 6.1.1. Dependencia térmica del parámetro dosimétrico

El parámetro dosimétrico que se va a usar para la medida de la dosis en este prototipo es el incremento del valor absoluto de la tensión umbral compensada en temperatura, dada por la expresión (5.44), que se reescribe a continuación:

$$\Delta|V_t| = \Delta V_{s,ZTC} + \frac{\Delta V_{S2}^0 - \Delta V_{s,ZTC}}{1 - \sqrt{\frac{I_2}{I_{ZTC}}}}. \quad (6.1a)$$

$$\Delta V_{S2}^0 = \Delta V_{S2} + (\Delta V_{SC} - \Delta V_{S2}) \frac{\sqrt{I_2} - \sqrt{I_{ZTC}}}{\sqrt{I_2} - \sqrt{I_C}} \quad (6.1b)$$

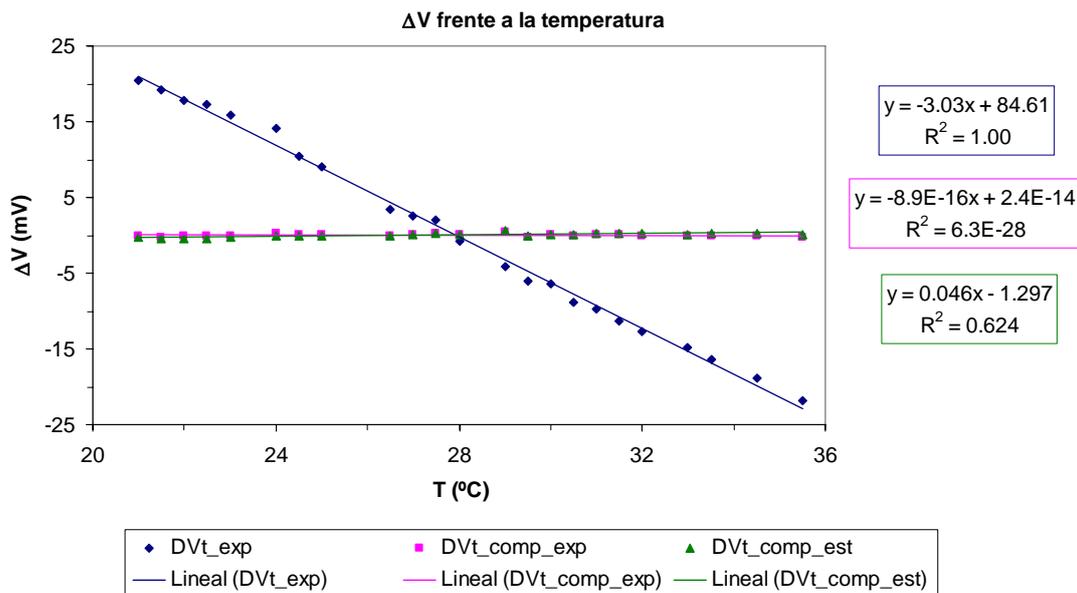
En este apartado se va a medir la deriva térmica del parámetro dosimétrico calculado a partir del incremento de tensión de fuente para tres corrientes diferenciadas:

$$\begin{aligned} I_1 &= I_{ZTC}, \\ I_2 &= 30 \mu A, \\ I_C &= 120 \mu A. \end{aligned}$$

Se midió mediante el prototipo P-03 la variación de la tensión de fuente para estas tres corrientes y la temperatura durante 24 horas aproximadamente.

Para comprobar la expresión (6.1a) se procedió a evaluarla para los incrementos de  $\Delta V_{S1}^0$  y  $\Delta V_{S2}^0$  calculados a partir de (5.40) con los valores experimentales de  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$ , obtenidos mediante la regresión lineal de los datos experimentales. Mediante este método se obtiene un coeficiente térmico para el valor absoluto de la tensión umbral compensada en temperatura del orden de  $10^{-15} mV \text{ } ^\circ C^{-1}$ , para diez sensores elegidos al azar, lo que nos indica que la expresión (6.1a) y (5.40) son válidas. Como (6.1b) se obtuvo sustituyendo (5.40) en (6.1a), de forma equivalente queda validada la expresión (6.1b).

Nos interesa que, para compensar térmicamente, no sea necesario medir de forma individual los coeficientes térmicos de cada sensor, sino que baste con calcular el incremento del parámetro dosimétrico usando la expresión (6.1a) y (6.1b), tomando el valor de  $I_{ZTC}$  determinado en apartados anteriores. En la figura 6.1, se muestra la variación térmica del valor absoluto de la tensión umbral sin compensar, y de la variación compensada, usando tanto los coeficientes térmicos obtenidos experimentalmente, como estimándolos mediante la expresión (5.40), para uno de los sensores estudiados. Para el resto de sensores se obtuvieron resultados similares, como se puede observar en la tabla 6.1.



**Figura 6.1.** Variación térmica del valor absoluto de la tensión umbral sin compensar térmicamente, y compensada térmicamente a partir de los coeficientes térmicos experimentales y los estimados mediante la expresión (6.1b).

	$\alpha$ (mV °C <sup>-1</sup> )		
	No compensado	Coefficientes experimentales	Coefficientes estimados
<b>500</b>	-3.03	-9.0E-16	0.046
<b>501</b>	-3.09	9.0E-16	-0.004
<b>502</b>	-3.19	-1.1E-15	0.031
<b>503</b>	-3.15	-6.3E-16	0.053
<b>504</b>	-3.22	-2.0E-16	0.040
<b>505</b>	-3.29	-4.8E-16	0.068
<b>506</b>	-3.34	-6.1E-16	0.020
<b>507</b>	-3.43	-6.8E-16	0.029
<b>508</b>	-3.15	-4.2E-16	0.066
<b>509</b>	-3.21	2.9E-16	0.083
<b>Promedio</b>	-3.2	-3.8E-16	0.04
<b>3*SD</b>	0.4	1.8E-15	0.08

**Tabla 6.1.** Coeficientes de variación térmica del valor absoluto de la tensión umbral para los transistores estudiados.

Como se puede observar en la tabla 6.1, ninguno de los sensores estudiados presentaba una dependencia térmica compensada a partir de la expresión (6.1a) y (6.1b), superior a  $90 \mu V ^\circ C^{-1}$ , que resulta bastante inferior a los  $3 mV ^\circ C^{-1}$ , del valor absoluto de la tensión umbral sin compensar. Teniendo en cuenta que la sensibilidad para el  $^{60}Co$  de nuestros sensores es aproximadamente  $30 mV Gy^{-1}$ , el error en la dosis

debido a la diferencia de temperatura entre la puesta a cero y la medida tras la irradiación, se encuentra en torno a  $3 \text{ mGy}^\circ \text{C}^{-1}$ , frente a los  $100 \text{ mGy}^\circ \text{C}^{-1}$  del parámetro dosimétrico sin la compensación térmica.

### 6.1.2. Estudio de la linealidad

En primer lugar, se procedió a irradiar un conjunto de cinco sensores, el mayor número de sesiones posibles para estudiar la linealidad de la respuesta así como la dosis máxima soportable. Para alcanzar dosis acumuladas elevadas fue necesario suministrar a los sensores dosis del orden de 30 Gy, el primer día de irradiación en sesiones de 3 Gy, y de entre 12 y 18 Gy en días sucesivos. En la tabla 6.2 se muestra la fecha de irradiación y las dosis suministradas en cada una de las sesiones.

En la figura 6.2 se muestra el incremento acumulado de la tensión umbral en función de la dosis acumulada. Debido a la pérdida de sensibilidad ha sido necesario realizar un ajuste cuadrático.

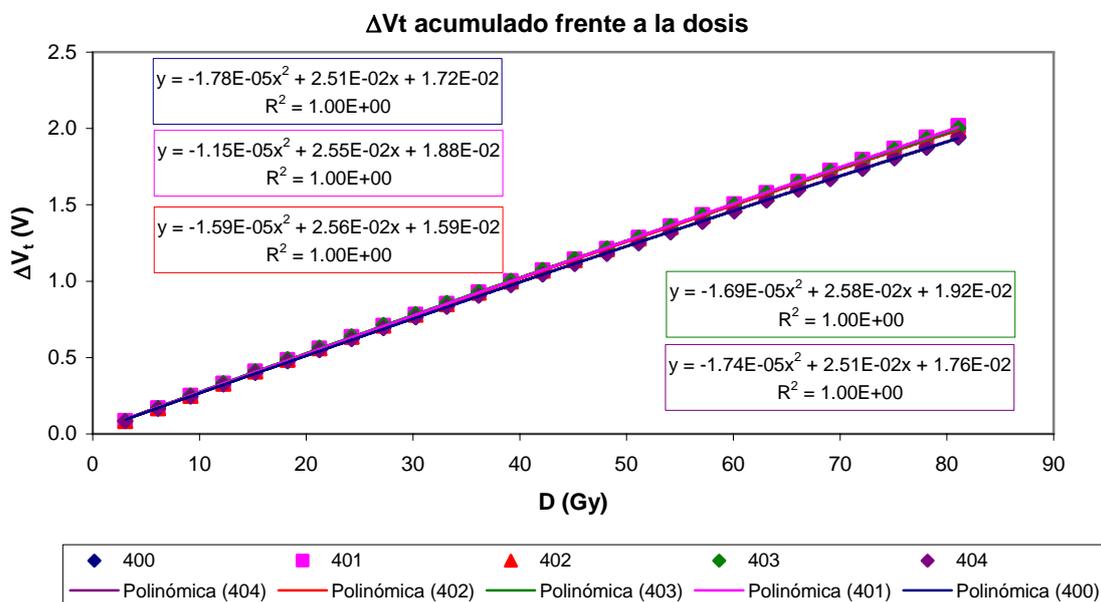


Figura 6.2. Incremento de la tensión umbral medido con el prototipo P-03, en función de la dosis total.

Fecha	Dosis Sesión (Gy)	Dosis Total (Gy)
24/10/2007	3.06	3.06
24/10/2007	3.06	6.12
24/10/2007	3.06	9.18
24/10/2007	3.06	12.23
24/10/2007	3.00	15.23
24/10/2007	3.00	18.23
24/10/2007	3.00	21.23
24/10/2007	3.00	24.23
24/10/2007	3.00	27.23
24/10/2007	3.00	30.23
28/10/2007	2.93	33.17
28/10/2007	3.00	36.17
28/10/2007	3.00	39.17
28/10/2007	3.00	42.17
28/10/2007	3.00	45.17
28/10/2007	3.00	48.17
02/11/2007	3.00	51.17
02/11/2007	3.00	54.17
02/11/2007	3.00	57.17
02/11/2007	3.00	60.17
15/11/2007	3.02	63.19
15/11/2007	3.02	66.21
15/11/2007	3.02	69.22
15/11/2007	3.02	72.24
21/11/2007	3.03	75.27
21/11/2007	3.03	78.30
21/11/2007	3.03	81.33
24/11/2007	3.03	84.36
24/11/2007	3.03	87.39
24/11/2007	5.05	92.44
24/11/2007	4.05	96.49
24/11/2007	2.02	98.51
24/11/2007	3.03	101.54

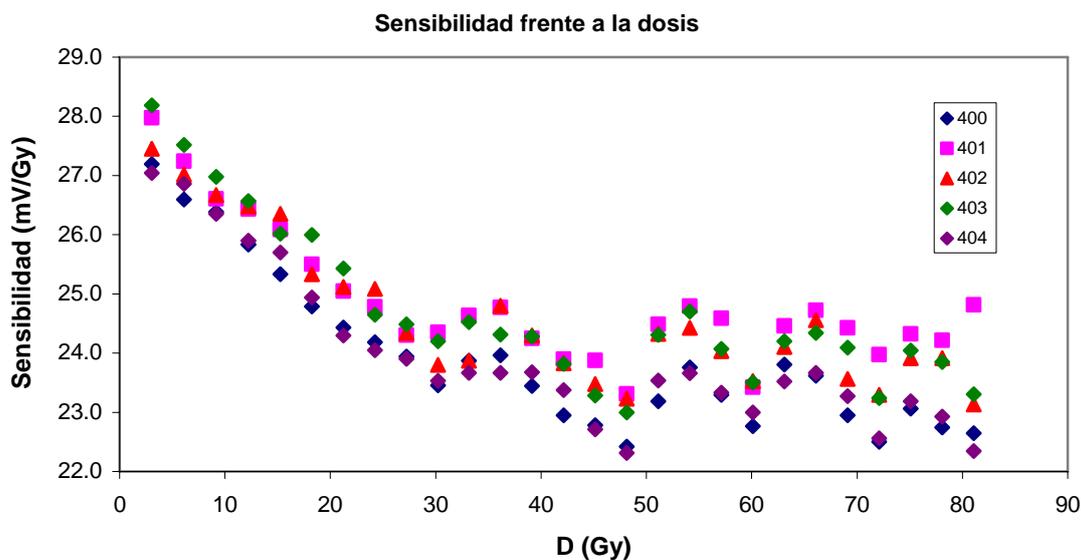
**Tabla 6.2.** Tabla Fecha y dosis suministrada de las diferentes irradiaciones y dosis total acumulada.

Se puede calcular la sensibilidad de la sesión de irradiación  $i$ -ésima, según definió en el capítulo 3:

$$S_i = \frac{\Delta|V_t|}{D_i}.$$

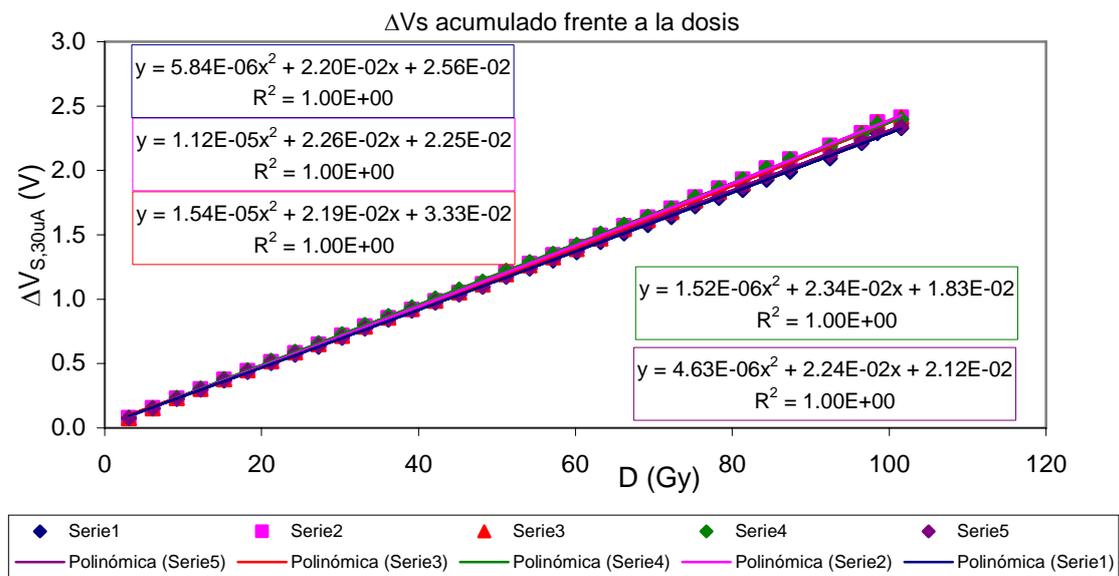
Se puede comprobar cómo la sensibilidad decae al aumentar la dosis acumulada, véase figura 6.3, lo que se debe al apantallamiento del campo eléctrico en el óxido por parte de las cargas creadas por la radiación. La sensibilidad del transistor sufre un mayor decaimiento al inicio de la tanda de irradiaciones, lo que nos puede indicar que

sea necesaria una primera pre-irradiación antes proceder a la calibración del sensor. Además, se une al hecho de que el primer día se suministró un total de 30 Gy, lo que supone una dosis relativamente elevada, sin dejar que la recuperación a largo plazo surta su efecto. En días sucesivos, la sensibilidad se recupera, permaneciendo entre valores relativamente cercanos. El efecto de recuperación de la sensibilidad es un hecho que habrá que tener en cuenta para establecer los límites de uso del sistema dosimétrico que estamos tratando de diseñar.



**Figura 6.3.** Sensibilidad de diferentes sensores en función de la dosis total.

La fuente de corriente programable mostrada en la figura 5.43 funciona correctamente siempre y cuando la tensión de fuente del MOSFET sea inferior a la tensión de referencia, 5 V. Para dosis superiores a 80 Gy, la tensión de fuente del transistor para la  $I_{ZTC}$  se encontraba por encima 5 V, por lo que resultó imposible medir el  $\Delta|V_t|$ . Sin embargo, sí se pudo registrar el  $\Delta V_s$  para la menor de las intensidades utilizadas,  $30 \mu A$ , ya que la tensión de fuente era inferior al límite de funcionamiento de la fuente de corriente. Por lo tanto, para dosis superiores a 80 Gy, se continuó midiendo únicamente el incremento de la tensión de fuente polarizando el transistor con  $30 \mu A$ . Aunque los datos registrados, y representados en la figura 6.4, no son del todo fiables al encontrarse muy próximos al límite de funcionamiento, representando el incremento de la tensión de fuente en función de la dosis, podemos observar cómo los sensores siguen respondiendo a la irradiación.



**Figura 6.4.** Incremento de la tensión de fuente a  $30\mu A$ , en función de la dosis total.

En la serie de irradiaciones llevadas a cabo con el P-03, ningún sensor ha sufrido daño por inyección accidental carga durante su manipulación, lo que valida la protección proporcionada por el JFET y la resistencia de puerta.

Observando la figura 6.3, se puede apreciar cómo la sensibilidad se reduce al aumentar la dosis acumulada sin dejar un tiempo de recuperación del sensor. Si transcurre cierto intervalo de tiempo, un día por ejemplo, entre las sucesivas irradiaciones, la sensibilidad no decae de forma tan abrupta. Nos propusimos una nueva serie de irradiaciones en las que se someterían a un conjunto de 5 módulos sensores, numerados del 405 al 410, a un máximo de dos tandas de 3 Gy por día, salvo la última sesión, simulando la monitorización del tratamiento de radioterapia, en la que las dosis diarias no suelen exceder de 6 Gy. Antes de la serie de dos irradiaciones por día, procedimos a pre-irradiar los sensores con una dosis de unos 20 Gy, para lo que se suministraron dos irradiaciones de 8 Gy y una tercera de 4 Gy. En la tabla 6.3 se resume el día de irradiación, la dosis suministrada y la dosis total acumulada, así como la sensibilidad de cada uno de los sensores.

En la figura 6.5, se muestra el incremento acumulado del valor absoluto de la tensión umbral compensada en temperatura en función de la dosis acumulada. En ella se puede observar cómo el comportamiento es prácticamente lineal. En la figura 6.6, se muestra la sensibilidad de cada uno de los transistores estudiados. En ella se puede

apreciar como en la pre-irradiación, la sensibilidad de todos ellos es mayor, sin embargo con irradiaciones que no excedan los 6 Gy, la sensibilidad se mantiene prácticamente constante durante cierto intervalo de dosis.

Fecha	Dosis (Gy)	Dosis total (Gy)	Sensibilidad (mV/Gy)					
			405	406	407	408	409	410
28/10/2007	7.94	7.94	27.55	27.23	26.00	27.16	27.26	27.41
28/10/2007	7.94	15.88	26.36	26.14	24.70	25.90	26.19	26.24
28/10/2007	3.99	19.87	25.39	25.16	24.26	25.19	25.20	25.22
<b>02/11/2007</b>	<b>2.97</b>	<b>22.84</b>	<b>26.10</b>	<b>25.60</b>	<b>24.16</b>	<b>25.54</b>	<b>26.24</b>	<b>25.83</b>
02/11/2007	2.97	25.81	26.12	25.05	24.75	25.98	26.27	26.05
15/11/2007	2.98	28.79	26.37	24.98	24.21	25.95	25.97	25.85
15/11/2007	2.98	31.76	26.35	24.89	24.52	25.71	25.83	25.79
21/11/2007	2.98	34.74	25.95	24.87	24.21	25.57	25.47	25.29
21/11/2007	2.98	37.72	25.47	24.17	23.97	25.17	26.00	25.89
24/11/2007	2.98	40.70	25.18	23.36	23.17	24.65	24.87	24.86
<b>24/11/2007</b>	<b>2.98</b>	<b>43.67</b>	<b>24.95</b>	<b>23.68</b>	<b>23.00</b>	<b>24.58</b>	<b>25.01</b>	<b>24.87</b>
19/05/2008	2.97	46.65	24.88	23.45	23.51	24.83	24.77	24.69
19/05/2008	2.97	49.62	24.72	23.43	23.64	25.13	24.90	25.08
12/06/2008	2.97	52.59	24.91	23.82	23.47	25.02	25.46	25.06
12/06/2008	2.97	55.57	24.98	22.97	23.62	24.98	25.07	25.08
13/06/2008	2.97	58.54	24.54	22.99	23.41	24.79	24.82	25.13
13/06/2008	2.97	61.51	24.67	22.78	23.17	24.56	24.45	24.61
17/06/2008	3.97	65.48	24.30	22.63	22.64	24.48	24.46	24.16
17/06/2008	1.98	67.46	25.03	22.93	23.35	24.33	24.82	24.76
17/06/2008	2.50	69.95	23.98	21.55	22.88	23.53	23.79	24.64

**Tabla 6.3.** Serie de irradiaciones realizadas en la simulación de un tratamiento de radioterapia, y sensibilidad obtenida para cada uno de los sensores. Se han marcado las sesiones de calibración con celdas de bordes discontinuos.

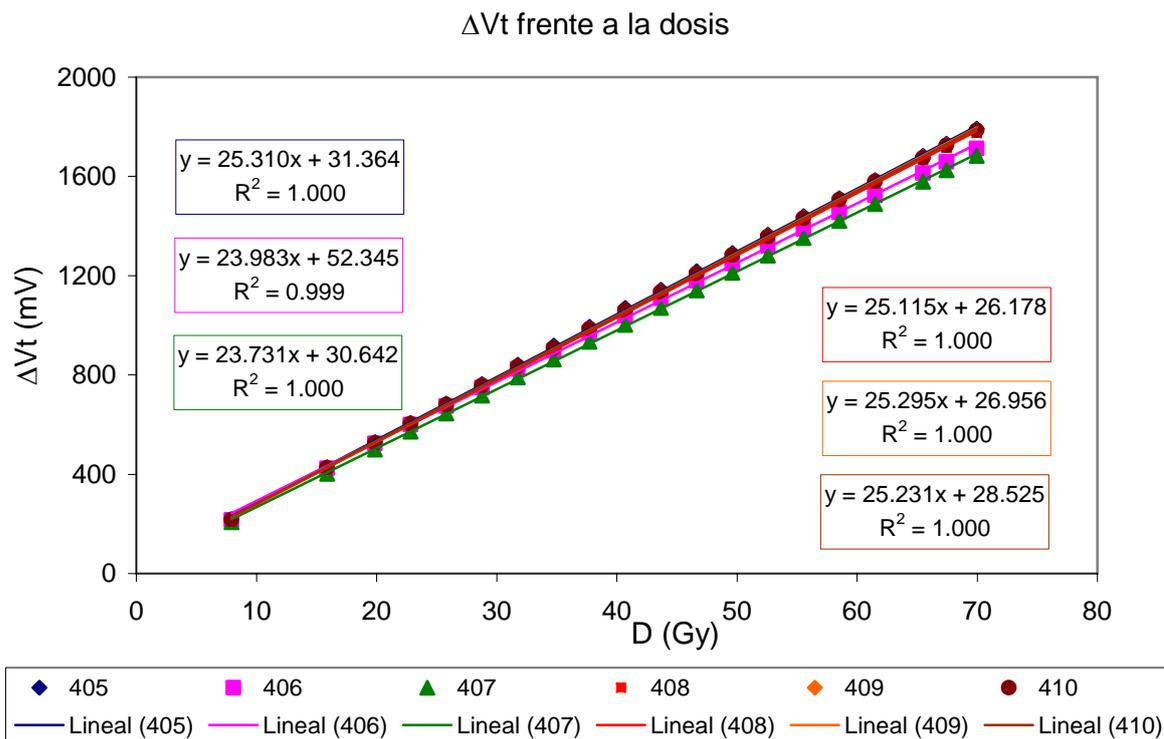


Figura 6.5. Incremento de la tensión umbral en función de la dosis recibida.

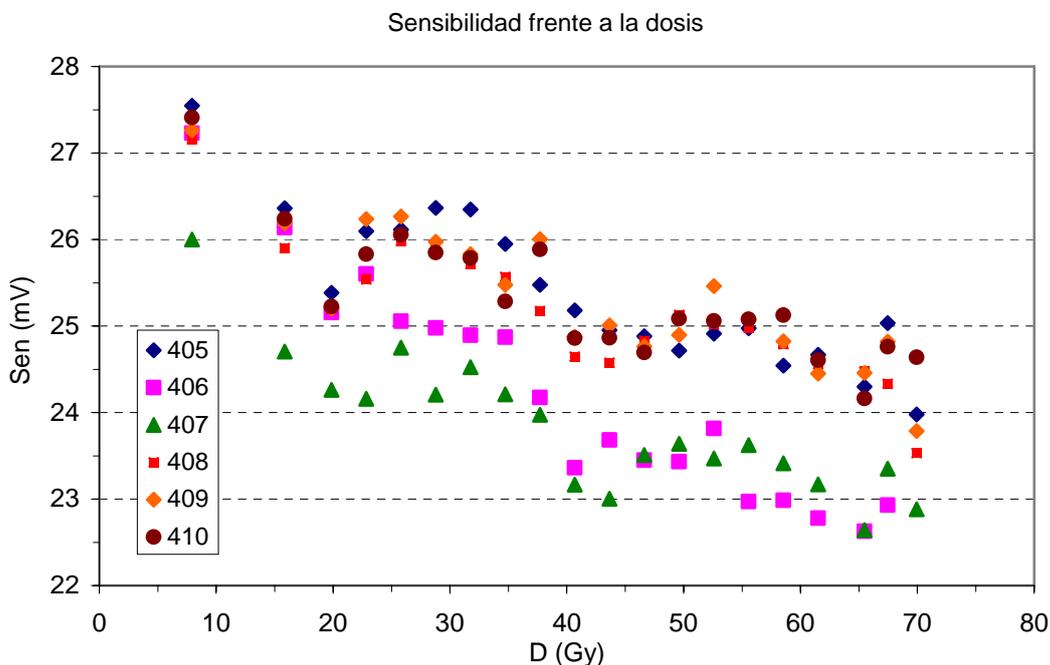


Figura 6.6. Sensibilidad de los sensores estudiados en función de la dosis.

Es necesario calibrar individualmente los diferentes sensores para poder utilizarlos en medidas dosimétricas. Con la dosis de calibración y el incremento del

parámetro dosimétrico podemos calcular la sensibilidad, que será la que se asigna al sensor en cuestión. Al ir acumulando dosis, la sensibilidad disminuye.

Si tomamos como sesión de calibración la siguiente irradiación tras la pre-irradiación, primeros 20 Gy, se puede calcular la variación de la sensibilidad respecto a dicho punto de calibración en irradiaciones sucesivas. En la tabla 6.4 se recoge la variación de la sensibilidad respecto a la sensibilidad de calibrado, marcada en color azul, y en rojo se marcan aquellas sensibilidades que se han variado más de un 5%. Una vez que se ha superado la variación del 5%, el sensor se puede volver a calibrar. Como segunda calibración se utilizó la segunda irradiación del día 24/11/2007, ya que tres de los sensores habían sufrido una pérdida de sensibilidad superior al límite establecido.

Fecha	Dosis Sesión (Gy)	Dosis Total (Gy)	Variación normalizada de la sensibilidad					
			405	406	407	408	409	410
02/11/2007	2.97	22.84	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%
02/11/2007	2.97	25.81	0.1%	-2.1%	2.4%	1.7%	0.1%	0.9%
15/11/2007	2.98	28.79	1.0%	-2.4%	0.2%	1.6%	-1.0%	0.1%
15/11/2007	2.98	31.76	1.0%	-2.8%	1.5%	0.7%	-1.5%	-0.2%
21/11/2007	2.98	34.74	-0.6%	-2.9%	0.2%	0.1%	-2.9%	-2.1%
21/11/2007	2.98	37.72	-2.4%	-5.6%	-0.8%	-1.4%	-0.9%	0.2%
24/11/2007	2.98	40.70	-3.5%	-8.7%	-4.1%	-3.5%	-5.2%	-3.8%
24/11/2007	2.98	43.67	-4.4%	-7.5%	-4.8%	-3.8%	-4.7%	-3.7%
19/05/2008	2.97	46.65	-0.3%	-1.0%	2.2%	1.0%	-1.0%	-0.7%
19/05/2008	2.97	49.62	-0.9%	-1.1%	2.8%	2.2%	-0.4%	0.9%
12/06/2008	2.97	52.59	-0.2%	0.6%	2.0%	1.8%	1.8%	0.8%
12/06/2008	2.97	55.57	0.1%	-3.0%	2.7%	1.7%	0.3%	0.9%
13/06/2008	2.97	58.54	-1.6%	-2.9%	1.8%	0.9%	-0.7%	1.1%
13/06/2008	2.97	61.51	-1.1%	-3.8%	0.7%	-0.1%	-2.2%	-1.0%
17/06/2008	3.97	65.48	-2.6%	-4.5%	-1.6%	-0.4%	-2.2%	-2.8%
17/06/2008	1.98	67.46	0.3%	-3.2%	1.5%	-1.0%	-0.8%	-0.4%
17/06/2008	2.50	69.95	-3.9%	-9.0%	-0.5%	-4.3%	-4.9%	-0.9%

**Tabla 6.4.** Desviación de la sensibilidad de calibración en las diferentes sesiones de irradiación. En azul y con bordes discontinuos se marcan la sesión de calibración, y en rojo las sesiones en las que la sensibilidad ha variado más de un 5% respecto a la dicha sesión de calibración.

En la tabla 6.4 se puede observar cómo en las cuatro siguientes sesiones a la de primera calibración, la sensibilidad no varía en más de un 5% en ninguno de los transistores estudiados. Hasta la sesión 6ª sesión tras la calibración la sensibilidad del resto de transistores se mantiene dentro del 5%. Ya en la 7ª sesión, la mayoría de los transistores está por encima o muy próximos al límite de variación de la sensibilidad del

5%. Para los sensores estudiados, se ha observado que dentro de los 12 Gy siguientes al primer calibrado se mantiene la sensibilidad dentro del 95% del valor de calibración

En la segunda sesión del día 24/11/07 se realiza una nueva calibración, reanudando las irradiaciones tras un periodo largo de tiempo. Como se muestra en la tabla 6.4, la sensibilidad de los transistores se ha mantenido a pesar de un periodo de inactividad del orden de seis meses, por lo que la recuperación de este parámetro no ha resultado significativa. Tras la segunda calibración todos los transistores mantienen la sensibilidad dentro del 5% del valor de calibración, salvo la tercera sesión de 2.5 Gy del día 17/06/08. Este día de irradiación se superó la dosis máxima diaria de 6 Gy impuesta al inicio del experimento, y efectivamente decayó la sensibilidad, lo que nos indica que la dosis máxima diaria se encuentra entre 6 y 8.5 Gy. El resto de transistores, a pesar de recibir 8.5Gy en un único día mantienen la sensibilidad dentro del límite del 5% fijado. Tras la segunda calibración se ha mantenido la sensibilidad durante los 18 Gy siguientes.

En la simulación de un tratamiento de radioterapia, hemos podido comprobar que la sensibilidad se mantiene por encima del 95% del valor de calibración, bajo ciertas restricciones: La dosis total tras la sesión de calibración no deberá ser superior a  $4D_{cal}$ , siendo  $D_{cal}$  la dosis suministrada en la sesión de calibración, y además, la dosis máxima diaria no deberá exceder de 6 Gy.

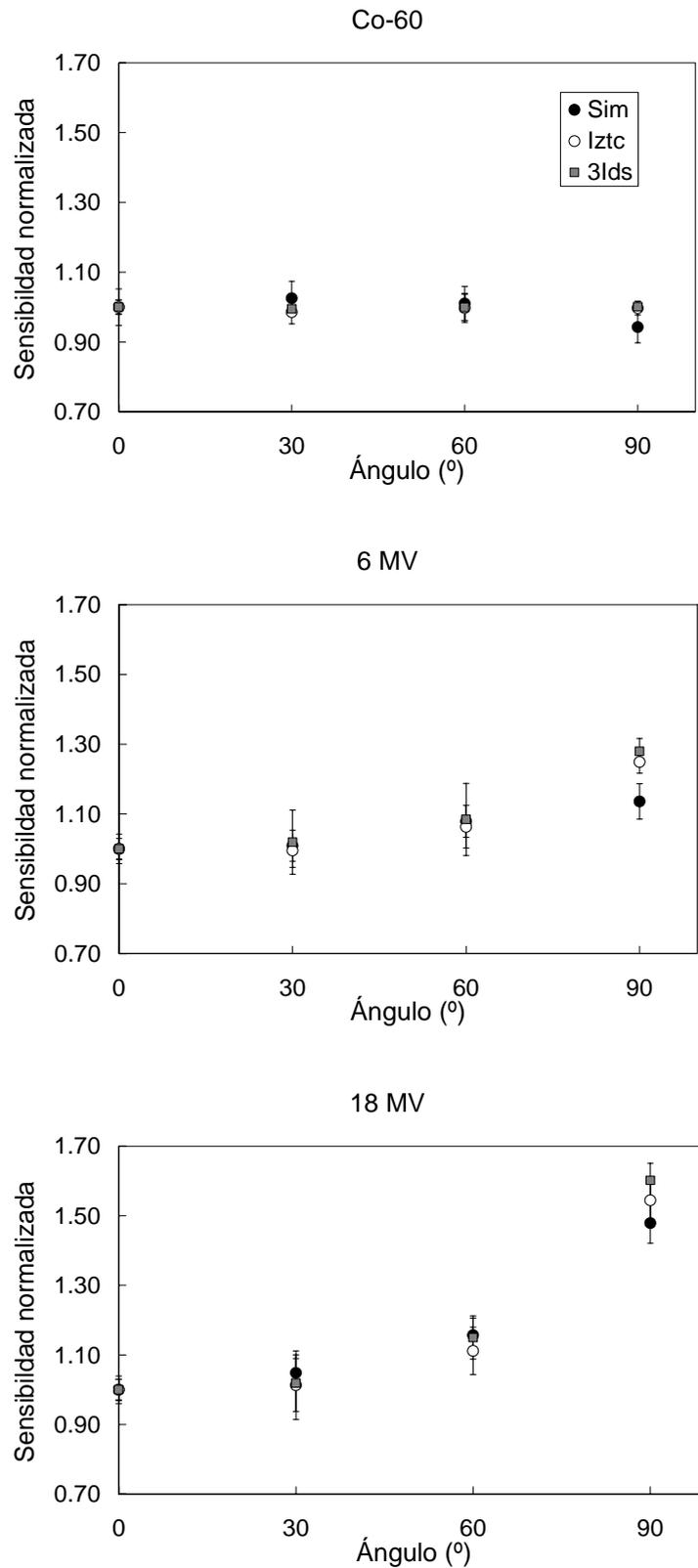
### **6.1.3. Estudio de la respuesta angular a diferentes energías**

En el capítulo dedicado a la simulación, se predijo la respuesta angular de la respuesta del sensor y se determinó experimentalmente la respuesta del mismo mediante la medida de la tensión de fuente a corriente constante, trabajo resumido en [GAR07][CAR08]. Para medir de forma más precisa la dependencia angular y compararla con los valores de la simulación, se siguió la misma programación de irradiaciones y el montaje experimental utilizado en la caracterización angular del capítulo 4, con la salvedad de que las medidas de la respuesta del sensor se van a realizar con el prototipo P-03, en vez de utilizar el Keithly-2636. Al usar 3 corrientes pulsadas, es de esperar que la pérdida de sensibilidad resulte menor que la determinada con una única corriente, como se realizó en el capítulo 4.

Ángulo (°)	Co-60				6 MV				18 MV			
	3 lds		Iztc		3 lds		Iztc		3 lds		Iztc	
	R	$\Delta R$	R	$\Delta R$	R	$\Delta R$	R	$\Delta R$	R	$\Delta R$	R	$\Delta R$
0	1.00	0.02	1.00	0.02	1.00	0.03	1.00	0.03	1.00	0.03	1.00	0.03
30	0.99	0.02	0.99	0.03	1.02	0.09	1.00	0.05	1.02	0.08	1.01	0.10
60	1.00	0.04	1.00	0.04	1.08	0.10	1.06	0.06	1.15	0.06	1.11	0.07
90	1.00	0.02	1.00	0.02	1.28	0.04	1.25	0.03	1.60	0.05	1.54	0.05

**Tabla 6.5.** Respuesta normalizada a diferentes ángulos de incidencia medida con una única corriente y medidas con tres intensidades pulsadas.

Como se puede apreciar en la tabla 6.5, se obtiene una mayor dependencia angular en el acelerador de electrones con el método de tres corrientes frente al método de una única corriente. Esto se debe a que con una única intensidad no se corrige la pérdida de linealidad debida al cambio en la transconductancia del canal, causando una pérdida de sensibilidad respecto a la sesión de calibración. La diferencia de sensibilidad de la medida con una única corriente a la medida con tres, ha resultado ser del 2 al 6%, a pesar de ser una única sesión de unos 3 Gy tras la calibración. Representado las medidas realizadas a una única intensidad y las realizadas con tres corrientes, junto a los resultados de simulación, se obtiene la figura 6.7. En ella se puede observar que la dependencia radial es mayor, cuanto mayor es la energía del haz de fotones, lo que se debe a la falta de equilibrio electrónico, como ya se comentó anteriormente. Para el Theratron-780, prácticamente no se observa experimentalmente dependencia radial, lo que nos indica que para esta fuente y nuestro transistor se cumplen aproximadamente las condiciones de equilibrio electrónico. Además, la respuesta obtenida con una y tres intensidades prácticamente coincide, lo que se debe a que estas medidas se realizaron con una dosis acumulada en los sensores, menor que en el caso de acelerador, por lo que la pérdida de linealidad es menos acusada.



**Figura 6.7.** Dependencia angular de la respuesta del sensor irradiado con un Theratron-780 (fuente de Co-60) y un acelerador Siemens Mevatron KDS con potenciales de 6 y 18MV. La respuesta se ha obtenido mediante simulación (círculos negros), y experimentalmente, usando una única corriente (círculos blancos) y mediante tres intensidades (rectángulos grises).

## 6.2. Manual de usuario del P-03

En este apartado se pretende mostrar una guía rápida de uso del sistema dosimétrico desarrollado.

### 6.2.1. Menú principal

El prototipo P-03, al igual que sus predecesores, se controla mediante un menú principal, organizado a modo de *scroll*. Las diferentes opciones se desplazan verticalmente en la pantalla de cristal líquido al pulsar teclas “A” y “B” del teclado matricial. La opción seleccionada en cada instante aparece flanqueada por dos asteriscos. Al pulsar “C” el sistema entra en la opción elegida.



**Figura 6.8.** Ejemplo de selección de opción del menú principal

A continuación, se van a enumerar y describir brevemente las opciones del menú que debe manejar el usuario:

- *Config medida*: Mediante esta opción se selecciona el número de corrientes y el valor de las mismas para la medida de la dosis, además de activar la pulsación de corriente si lo desea el usuario. El prototipo para uso clínico se entregaría con una configuración por defecto, que únicamente se debería alterar bajo indicación del fabricante.
- *Puesta a cero*: El usuario deberá seleccionarla antes de cada sesión de irradiación. En primer lugar se identifica el sensor por el teclado. A continuación, se lee de la memoria externa las variables de configuración de la medida, y el prototipo mide el parámetro dosimétrico, almacenando su valor en memoria.

- *Lectura de dosis*: Tras la irradiación, y transcurrido un tiempo mínimo de dos minutos, el usuario deberá seleccionar esta opción del menú principal. Identificado el sensor, el instrumento lee de la memoria las variables de configuración de la medida. A continuación, mide el incremento del parámetro dosimétrico, y calcula la dosis absorbida. Si el sensor está calibrado, se muestra por pantalla el código del sensor que lo identifica y la dosis absorbida.
- *Lee parámetros*: Con esta opción se muestran los resultados de la *Puesta a cero* y la *Lectura de dosis*, tanto el valor de la dosis como los incrementos de las tensiones de fuente de cada intensidad, temperatura y otras variables que ayudan a la depuración del sistema. Para un prototipo de uso clínico, únicamente se mostraría la dosis y la temperatura a la que se han realizado las medidas.
- *Calibración*: La calibración se ha de realizar de forma individual para cada uno de los 256 sensores, por lo que en primer lugar el prototipo solicita la identificación del mismo. A continuación, hay que introducir la dosis suministrada en la sesión de calibración, y una serie de parámetros térmicos y de cociente de intensidades que se usarán en el cálculo del incremento del parámetro dosimétrico. Por último, el prototipo calcula la sensibilidad de la sesión de calibración y la almacena en la memoria para su posterior uso en el cálculo de la dosis.
- *Conectar a PC*: Seleccionada esta opción, el prototipo permanece en espera de las instrucciones que le han de llegar desde el ordenador. Dependiendo de la orden, se pueden transmitir datos o bien alterar las configuraciones de la medida para los sensores seleccionados.

El usuario que pretenda utilizar uno o varios módulos sensor para dosimetría, ha de configurar la medida si no va a usar la configuración suministrada por defecto. Una vez configurada la medida, el sensor ha de ser calibrado, y ya está preparado para ser usado.

A continuación, se va describir en detalle las diferentes fases del proceso de puesta a punto del sistema, desde la calibración de los sensores hasta la medida de la dosis y envío de los resultados al PC.

### 6.2.2. Configuración de la medida

El prototipo permite medir con un número de intensidades que puede oscilar entre una y cuatro, y que opcionalmente pueden estar o no pulsadas. Por defecto se configura para que la medida se realice con tres intensidades pulsadas, cuyos valores son de  $30 \mu A$ ,  $120 \mu A$  e  $I_{ZTC}$ , y módulos sensores con JFETs de canal n. Ahora bien, si el usuario desea medir con otro número de corrientes u otro valor, así como deshabilitar la pulsación de intensidades, debe seleccionar la opción del menú *Config medida*. Seleccionada la opción de configuración, el usuario deberá introducir por el teclado los siguientes parámetros que el prototipo le requerirá por pantalla:

1. Identificación del sensor mediante un número comprendido entre 0 y 255.
2. Número de intensidades con las que desea realizar la medida, con un máximo de cuatro.
3. Valor del convertidor digital-analógico para que la fuente de corriente proporcione el valor deseado.
4. Selección del tipo de JFET:
  - a. “0”: Canal n.
  - b. “1”: Canal p.
5. Habilidad de la medida pulsada, tecleando:
  - a. “0”: Modo continuo
  - b. “1”: Modo pulsado

Una vez realizada la captura de los diferentes parámetros de configuración, el prototipo almacena en la memoria no volátil la configuración del sensor identificado previamente, y que es independiente del resto. Para mayor comodidad, el programa de

control incorpora la opción de configurar desde el PC, como describiremos más adelante.

### 6.2.3. Calibración

El calibrado del sensor y las medidas dosimétricas se deben realizar con un haz de fotones de las mismas características que la del haz de uso clínico, como la mayoría de sistemas dosimétricos comerciales. Una vez configurada la medida o bien manteniendo la configuración por defecto, se han de seleccionar las siguientes opciones del menú en el orden marcado para realizar la calibración:

1. “*Puesta a cero*”.
2. “*Lectura de dosis*”.
3. “*Calibración*”.

Entre la *Puesta a cero* y la *Lectura de la dosis* se ha proporcionar al sensor la dosis de calibración, como se detalla en la figura 6.9. Cesada la irradiación, deben transcurrir al menos dos minutos antes de medir y seleccionar la opción de *Lectura de dosis*. En la opción de *Calibración*, el prototipo solicitará que el usuario introduzca por el teclado los siguientes parámetros:

- Código de identificación del sensor.
- Dosis de calibración.
- Cociente entre los coeficientes térmicos de la tensión de fuente para  $I_1$  e  $I_C$ , teniendo en cuenta que la tercera corriente será la  $I_{ZTC}$ .
- Denominador de la expresión (5.43) para el cálculo del parámetro dosimétrico compensado en temperatura.

Una vez introducidos los diferentes parámetros por el teclado, el prototipo calcula la sensibilidad del módulo sensor en cuestión y la almacena en la memoria. Este proceso se deberá repetir para cada uno de los 256 sensores que el instrumento es capaz de manejar simultáneamente. Únicamente se ha implementado la calibración para la medida con tres intensidades pulsadas, ya que este método incorpora la compensación térmica y el algoritmo de incremento de la linealidad.

Para mayor comodidad, se puede realizar la calibración de un conjunto de módulos sensores, e introducir los diferentes parámetros mediante el programa de conexión al PC.

#### **6.2.4. Medida de la dosis**

Una vez calibrado el módulo sensor, está listo para medidas dosimétricas. En primer lugar, el usuario debe conectar el sensor al dosímetro P-03, seleccionar la opción de *Puesta a cero* del menú principal, y a continuación identificar el módulo sensor que se está utilizando, como se muestra en la figura 6.9. En esta figura se han resaltado mediante un sombreado las acciones que tiene que realizar el usuario, mientras que las acciones que realiza automáticamente el prototipo se mantienen sin sombra.

Realizada la puesta a cero, se procede a la irradiación del módulo sensor, tras la cual hay que esperar un mínimo de dos minutos antes de la *Lectura de dosis*, para que la recuperación a corto plazo no afecte significativamente a la medida. El usuario debe identificar de nuevo el módulo sensor para que el sistema recupere las variables de configuración de la medida, así como el valor del convertidor digital-analógico usado para las medidas de la tensión de fuente. Recuperando los coeficientes para el cálculo de dosis y la sensibilidad sensor de la memoria no volátil, el prototipo P-03 calcula la dosis absorbida.

Como resultado final se muestra por pantalla el código del módulo sensor y la dosis calculada, con un número de decimales acorde con el fondo de escala con el que se ha realizado la medida, como se muestra en la figura 6.10. La dosis de la última irradiación puede visualizarse en la pantalla si el usuario selecciona la opción del menú “*Lee parametros*”.

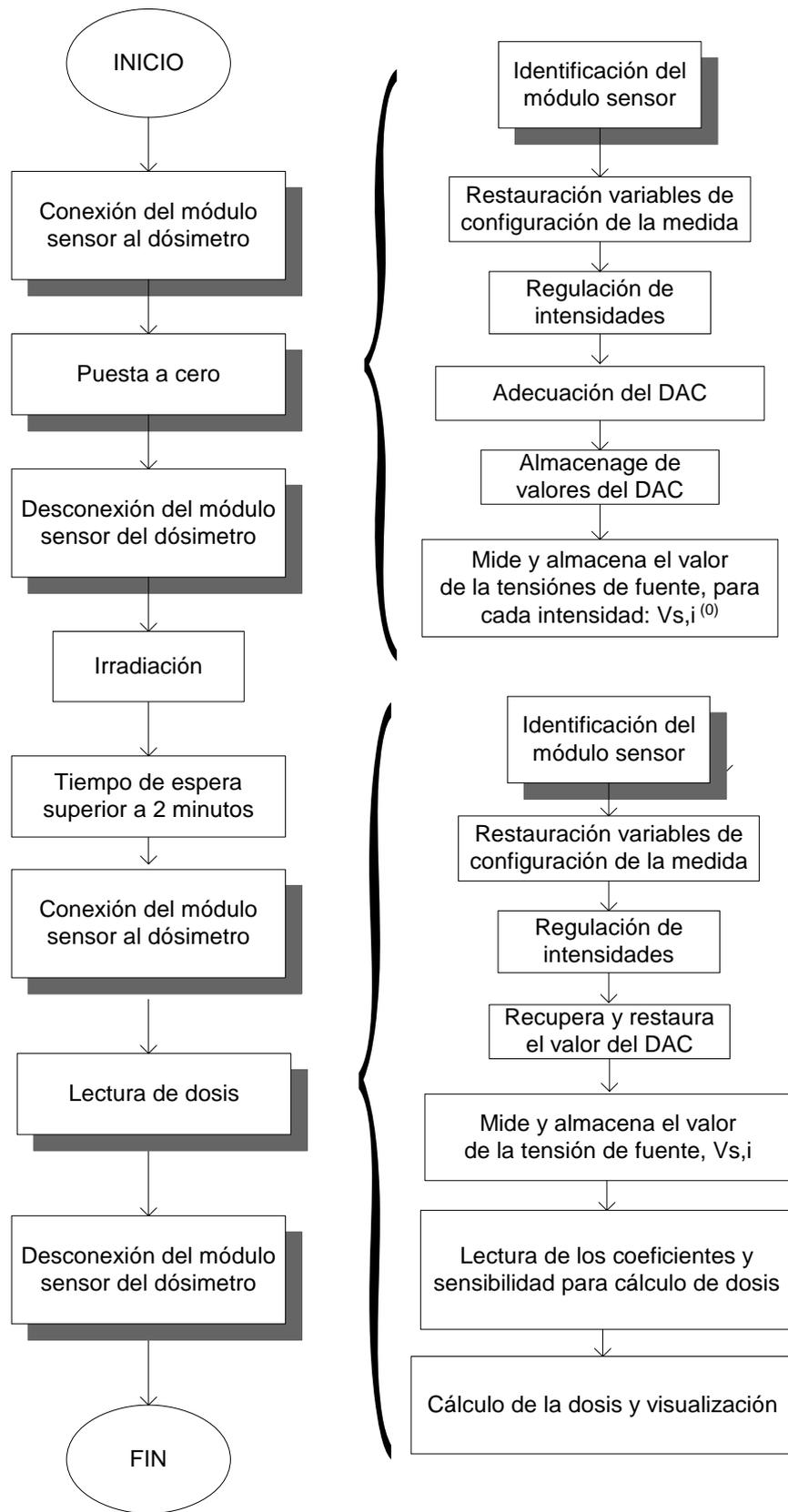


Figura 6.9. Diagrama de flujo de la medida de dosis realizada con el prototipo P-03.



**Figura 6.10.** Dosis absorbida por el sensor 005, medida con P-03 mediante el algoritmo de tres intensidades pulsadas, sobre una dosis real de 2.99Gy.

El prototipo almacena la dosis total de cada módulo sensor, sumando la dosis recibida en cada irradiación. Además, calcula la diferencia entre el valor del parámetro dosimétrico actual con el valor de la primera calibración. Si la dosis total excede de los 60 Gy o bien el parámetro dosimétrico sufre un incremento superior a 1.5 V, muestra por pantalla un mensaje de alarma que indica que el sensor ha de ser desechado.

Del mismo modo, si la dosis acumulada desde la última calibración supera en 4 veces la dosis de dicha sesión de calibración, se muestra otro mensaje de alarma que aconseja una nueva calibración.

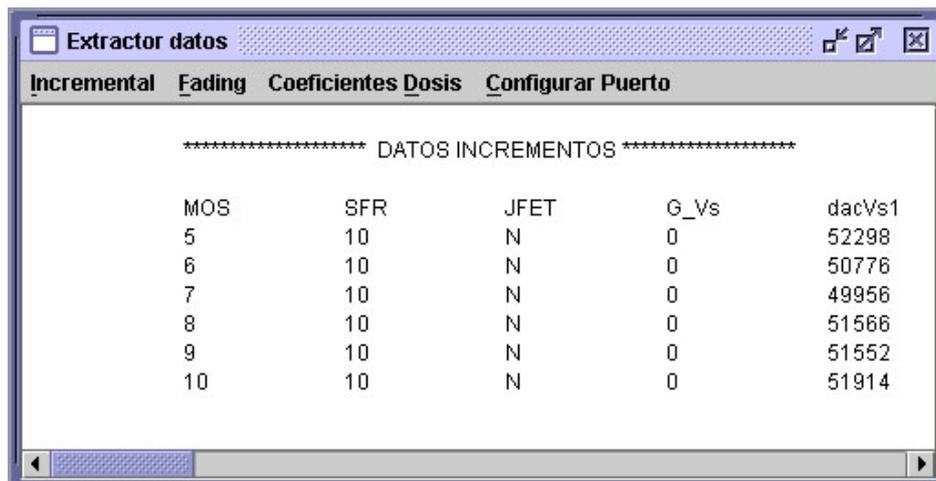
### **6.2.5. Programa de control y descarga de datos**

La calibración y obtención de la gran cantidad de variables utilizadas en nuestro algoritmo de medida, hacen que el estudio del comportamiento de un grupo de módulos sensores se realice de forma más cómoda mediante un programa de control y gestión de datos. Téngase en cuenta que este programa no es necesario para el funcionamiento del prototipo, sino que pretende ser una herramienta que facilite el estudio y depuración del algoritmo de medida. Para tal fin, se añadieron nuevas rutinas y funciones al programa desarrollado para el control de prototipos anteriores, manteniendo la programación en JAVA y la comunicación vía serie mediante el protocolo RS232.

Dentro de las opciones del programa, destacan las relativas al tratamiento y descarga de datos, y a la configuración del sistema:

- Descarga de datos: Diversos parámetros medidos por el prototipo y almacenados en la memoria no volátil se pueden transferir al PC. Distinguimos dos tipos:
  - Datos relativos al cálculo dosimétrico.
  - Datos relativos a la medida del *fading* o recuperación.
- Configuración: Desde el computador se puede enviar al prototipo P-03 las variables de configuración de la medida, así como los coeficientes necesarios para el cálculo de dosis de un conjunto de módulos sensores definidos por el usuario.

En el programa de control, se han implementado otras funciones auxiliares, como son la de configuración del puerto serie y selección de los módulos sensores a tratar. En la figura 6.11 se muestra la ventana principal del programa.



The screenshot shows a window titled 'Extractor datos' with a menu bar containing 'Incremental', 'Fading', 'Coeficientes Dosis', and 'Configurar Puerto'. The main area displays a table of data increments with the following content:

***** DATOS INCREMENTOS *****				
MOS	SFR	JFET	G_Vs	dacVs1
5	10	N	0	52298
6	10	N	0	50776
7	10	N	0	49956
8	10	N	0	51566
9	10	N	0	51552
10	10	N	0	51914

**Figura 6.11.** Ventana principal del programa de control del prototipo P-03.

Las diferentes opciones se seleccionan mediante menús desplegables situados en la barra superior de la ventana de control. Los datos provenientes de las diferentes descargas se muestran en el panel de texto seleccionable mostrado en la figura 6.11. Para la comunicación con el prototipo, es necesario que esté conectado al computador en el puerto serie adecuado, y que se haya seleccionado la opción del menú principal del P-03, “*Conectar al PC*”. A continuación describiremos brevemente las diferentes opciones del programa.

Para la descarga de los datos tras una medida de dosis se deberá usar el menú denotado como “*Incremental*”. Las opciones de este menú se muestran en la figura 6.12. En primer lugar, dentro de la opción “*Seleccionar MOSFETs*”, el usuario debe seleccionar los módulos sensores de los que se desean descargar los incrementos de los diferentes parámetros, así como los valores de los convertidores digital analógico, temperatura y otras variables referentes a la medida. Mediante las opciones “*Abrir lista*” y “*Guardar lista*” se pueden rescatar y guardar el conjunto de sensores definido. Para visualizar en el panel central la lista de sensores se deberá usar la opción “*Ver lista MOSFETs*”.

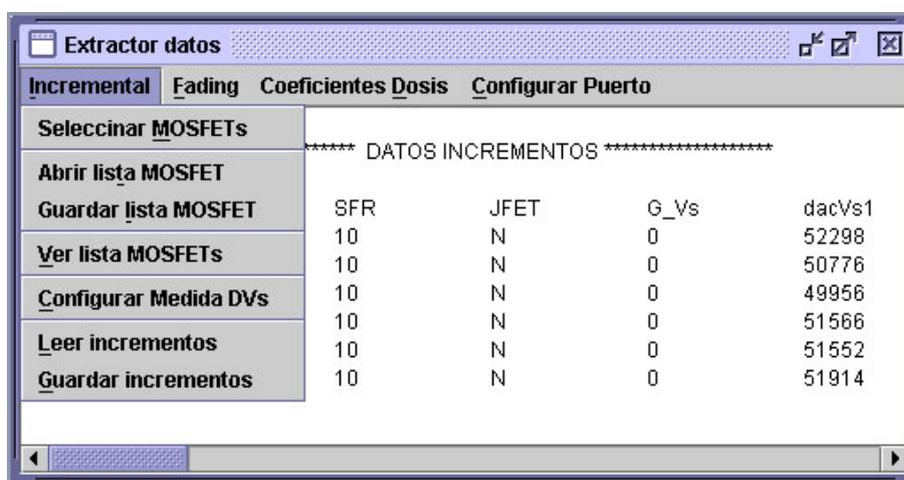


Figura 6.12. Menú “*Incremental*” desplegado.

Para descargar los datos relativos al incremento de la tensión umbral de la última sesión de irradiación, en primer lugar hay que seleccionar los módulos sensores. Conectando el prototipo al PC, por el puerto serie adecuado, el P-03 queda a la espera de las órdenes del PC una vez seleccionada la opción de “*Conectar al PC*”. Al ejecutar en el programa de control, la opción “*Leer incrementos*”, se descargan los parámetros de los sensores seleccionados. Como resultado se muestran en el panel del programa de control, los valores de las diferentes tensiones de fuente y otros parámetros utilizados en la medida. Los resultados se pueden guardar en un fichero de texto usando la opción de “*Guardar Incrementos*”.

Para la descarga de los datos obtenidos en la medida del *fading*, usaremos el menú desplegable creado a tal fin y que se muestra en la figura 6.13. Mediante la opción de “*Leer Datos*” se descarga al PC los resultados de la medida del *fading* que se encontraban almacenados en la memoria no volátil. Seleccionando la opción de

“*Guardar Datos*” los resultados se pueden almacenar en un fichero de texto para su posterior análisis.

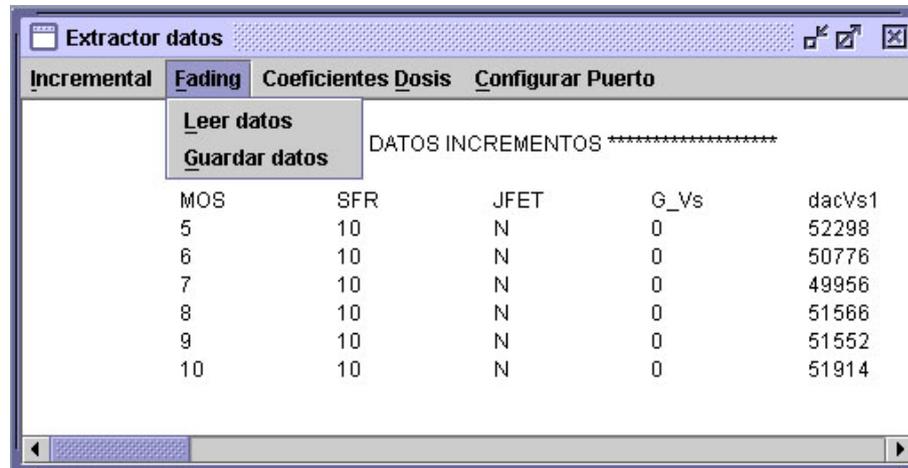


Figura 6.13. Menú “*Fading*” desplegado.

Para que la calibración de un conjunto de módulos sensores se realice más fácilmente, se implementó la opción de “*Coeficientes Dosis*”, en la que se capturan los coeficientes necesarios para la compensación en temperatura y el cálculo de la dosis. En la figura 6.14 se muestran las diferentes opciones de este menú.

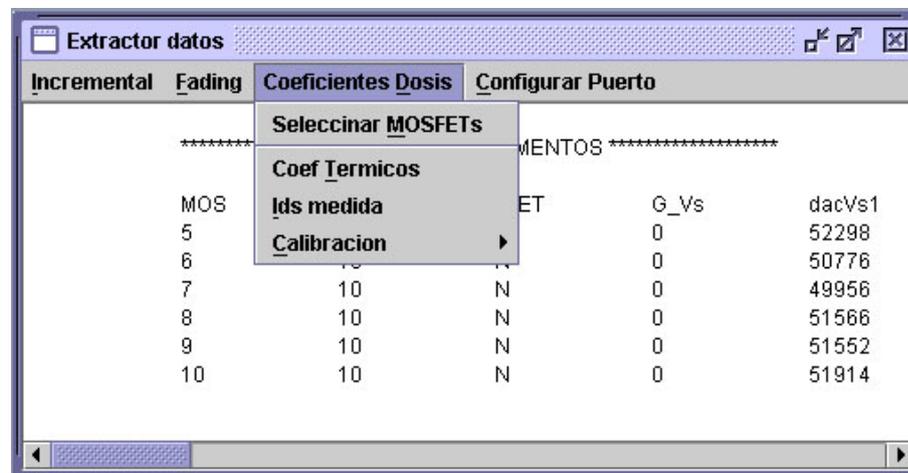
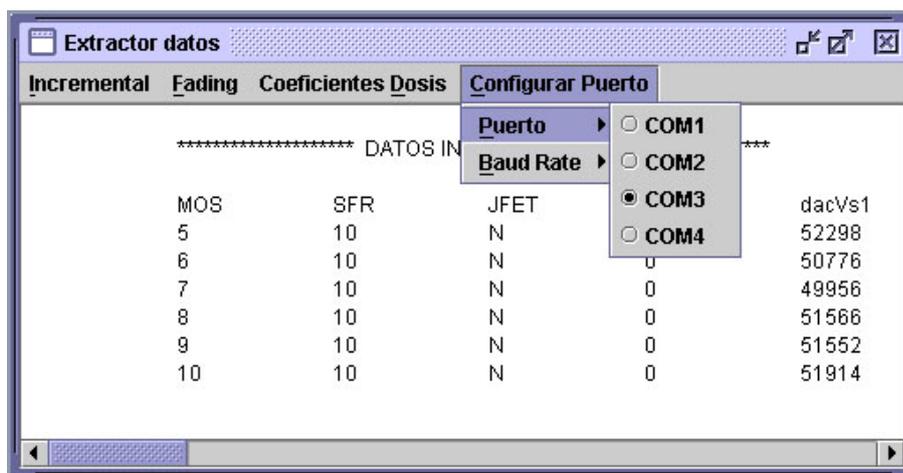


Figura 6.14. Menú “*Coeficientes Dosis*” desplegado.

Si no hay lista de módulos sensores seleccionados se deberán seleccionar mediante la opción “*Seleccionar MOSFETs*”. Seleccionando la opción “*Coef Termicos*” se introducen mediante un diálogo de texto los coeficientes térmicos de la tensión de fuente en función de la intensidad que lo polariza. Con estos parámetros se calcula la tensión de fuente compensada en temperatura. Del mismo modo, desde el PC se puede configurar la medida de la dosis, indicando el número de intensidades, su valor en

microamperios, y si son pulsadas o continuas. Esto se realiza seleccionando la opción “*Ids medida*”. Para el calibrado del conjunto de sensores se puede usar la opción de “*Calibración*”, en la que se introducirá desde el PC la dosis suministrada durante la sesión de calibración.

Por último, se introdujo una opción que permite seleccionar el puerto serie y la velocidad del mismo, o *baud-rate*, y que están incluidas en la opción de “*Puerto Serie*”, cuyo menú se muestra en la figura 6.15.



**Figura 6.15.** Programa de control y de descarga de datos del P-03 con el menú de configuración del puerto de comunicaciones desplegado.

## 6.3. Especificaciones técnicas del sistema dosimétrico P-03

El sistema dosimétrico desarrollado en este trabajo presenta una serie de características que lo hacen muy adecuado para su uso en dosimetría in-vivo. A continuación, se resumen las especificaciones técnicas más relevantes, tanto del módulo sensor como de la unidad lectora:

Módulo sensor, basado en el pMOS 3N163:

- Rango de energía:  $^{60}\text{Co}$
- Rango linealidad del 5%: Asegurada para dosis menores o iguales a cuatro veces la dosis de calibración.

- Extensión del rango lineal tras un nuevo calibrado que puede realizar el usuario.
- Pre-irradiación: 20 Gy.
- Rango de dosis de un solo sensor: > 20 Gy + 50 Gy
- Exactitud: 5 % asegurada dentro de las cuatro sesiones, del mismo orden de dosis, siguientes a la calibración. Puede ser recalibrado por el usuario.
- Deriva térmica: < 3 mGy/°C
- Dependencia radial de 0°-90°:  $^{60}\text{Co}$  < 1%
- Dimensiones del modulo sensor (WxLxH): 7x17x8 mm<sup>3</sup>.
- Módulo sensor de bajo coste.

Unidad lectora:

- Tiempo de lectura: < 10 s.
- Temperatura de uso: 10°C/40°C.
- Alimentación: mediante dos baterías PP3 o adaptador AC/DC estándar.
- Consumo medio: 60mA
- Rangos de energía: Co60, 6 y 18MV (fotones)
- Acepta módulos sensores basados en otros transistores siempre que hayan sido caracterizados térmicamente.
- Posibilidad de calibrado de los sensores por parte del usuario.
- Dimensiones (WxLxH): 154x180x26 mm<sup>3</sup>.
- Peso: < 800g



**Figura 6.16.** Imagen del sistema dosimétrico desarrollado.

---

# Capítulo 7: Conclusiones

---

En este trabajo, se ha desarrollado un sistema dosimétrico que permite la sensibilización durante el proceso de irradiación sin necesidad de de conexión alguna a la unidad lectora. Mediante un algoritmo de medida diseñado e implementado en este trabajo, se consigue extender el rango lineal de los sensores. Otra significativa ventaja es que se pueden reutilizar, pudiendo ser recalibrados por el usuario una vez superado el rango de dosis en el que la respuesta se puede considerar lineal. Por otro lado, el transistor que hemos utilizado como dosímetro, no ha sido fabricado especialmente para la detección de radiación, sino que es un MOSFET comercial diseñado para uso general, cuyo coste resulta sensiblemente inferior. Por lo tanto, el coste final de producción de nuestro sistema resultaría sensiblemente menor que el de cualquier sistema basado en RADAFETs, como los sistemas comerciales existentes.

A continuación procederemos a exponer las conclusiones más relevantes obtenidas del presente trabajo:

1. El transistor comercial de uso general, 3N163, ha demostrado ser suficientemente sensible a la radiación como para poder ser usado como dosímetro, siempre y cuando se realice la amplificación adecuada. Para una primera evolución de la respuesta se utilizó instrumental de laboratorio típico en la caracterización eléctrica de dispositivos, gracias a la cual se obtenía la curva I-V del transistor. A partir de la característica I-V se estudió como posibles parámetros dosimétricos la tensión umbral y la transconductancia del dispositivo. Para corregir la deriva térmica de los parámetros eléctricos del dispositivo, se compensó térmicamente monitorizando la temperatura durante la medición de la característica I-V. La tensión umbral presenta una dependencia aproximadamente lineal con la dosis absorbida, como respaldan

numerosos trabajos referidos en la bibliografía, mientras que la transconductancia muestra una dependencia monótona pero no lineal. Por lo tanto como parámetro dosimétrico, se estableció el incremento de la tensión umbral compensada térmicamente.

2. Determinando el incremento de la tensión umbral compensada en temperatura, obtenida mediante el instrumental de laboratorio, se obtuvo experimentalmente la respuesta del sensor bajo diferentes condiciones de irradiación en una fuente de  $^{60}\text{Co}$ . Se observó que, en el nivel de incertidumbre manejado, la respuesta resultaba invariante ante diferentes direcciones de incidencia (de 0 a 90°) y diferentes tasas de dosis. Además, se determinó la densidad de potencia espectral de ruido para diferentes dosis absorbidas, observando que la densidad espectral de ruido presentaba una elevada contribución de ruido de baja frecuencia,  $1/f$ , y que aumentaba al hacerlo la dosis. Este incremento del nivel de ruido del sensor causa una pérdida de resolución. Sin embargo, el error experimental y la deriva térmica han resultado ser superiores al ruido electrónico del sensor, por lo que no ha sido posible constatar esta pérdida de resolución.
3. Se ha estudiado la dependencia angular del sensor dosimétrico basado en el transistor 3N163, mediante simulación y experimentalmente. Las fuentes utilizadas en este estudio fue una bomba de  $^{60}\text{Co}$ , y un acelerador lineal de electrones con fotones de calidades de 6 y 18 MV, ya que son fuentes de uso extendido en radioterapia. La respuesta experimental fue obtenida mediante un algoritmo de medida simplificado y usando instrumentación electrónica comercial. Para las simulaciones se ha utilizado programa basado en el código Monte Carlo PENELOPE (v. 2006). Debido al espesor de óxido extremadamente delgado en comparación con el resto de dimensiones del transistor, ha sido necesaria la implementación de un algoritmo basado en las colonias de hormigas que nos permite realizar las simulaciones en un tiempo razonable. De hecho, se obtuvo con menos de la mitad de tiempo de cálculo una desviación estándar seis veces inferior a la simulación no acelerada. Las fuentes extensas de radiación se han modelado mediante fuentes puntuales cuyo espectro es el encontrado en la bibliografía. Los resultados experimentales y los obtenidos mediante simulación han sido consistentes al nivel de incertidumbre manejado, en la mayoría de los casos estudiados, lo que

valida el código de simulación desarrollado y el modelado del sistema utilizado. Esta herramienta de simulación nos permite determinar no sólo la respuesta angular de nuestro transistor, sino la de cualquier otro dispositivo de geometría conocida. Por otro lado, la elevada dependencia angular ha mostrado el 3N163 para los haces de fotones provenientes del acelerador, hace que sea necesario la adición de nuevas capas de material que recubran al transistor, de modo que se cumplan las condiciones de equilibrio electrónico en el interior del dispositivo. La herramienta de simulación desarrollada nos permite predecir la respuesta angular del sensor sin la necesidad de construir el nuevo recubrimiento del transistor.

4. Para realizar las medidas dosimétricas, se diseñó y construyó un primer prototipo de la unidad lectora de dosis, denominado P-01. Este prototipo alimentaba al MOSFETs a corriente constante, midiendo el incremento de la tensión de fuente. Para disminuir la deriva térmica de la tensión de fuente, la corriente elegida fue  $I_{ZTC}$ . Analizando los resultados obtenidos con este prototipo, pudimos observar que el incremento acumulado de la tensión de fuente a corriente constante experimenta una pérdida de linealidad al aumentar la dosis. Esto se debe al apantallamiento del campo eléctrico en el óxido por parte de las cargas creadas por la radiación y al cambio en la transconductancia del canal, causando una disminución considerable del rango lineal de la respuesta del sensor. Además, con el prototipo P-01, se midió la recuperación del sensor, tanto en los instantes siguientes a la finalización de la irradiación como a largo plazo. Se observó que la respuesta del sensor a corto plazo se estabiliza al cabo de unos 2 minutos, mientras que la recuperación a largo plazo presenta una dependencia temporal de tipo exponencial, cuya constante de tiempo es del orden de una semana. Por lo tanto, se estableció que, finalizada la irradiación, hay que realizar la medida después de los dos primeros minutos pero sin que transcurra más de una hora. En nuestras medidas se dejó transcurrir un tiempo de cinco minutos, aproximadamente.
5. La pérdida de linealidad encontrada en las medidas a corriente constante se redujo introduciendo una segunda intensidad, de modo que el incremento de tensión umbral era calculado a partir del incremento de la tensión de fuente medida con estas dos corrientes. Este algoritmo de medida se implementó en un segundo prototipo, el P-02. Las medidas realizadas con dos intensidades mostraban un error

de linealidad en una dosis de 24 Gy, igual a la tercera parte al obtenido con una única intensidad. Además, se introdujo la pulsación de la corriente para incrementar la relación señal ruido. Con intensidades pulsadas, la dispersión de las medidas se redujo al 80% del valor obtenido en régimen continuo. Sin embargo, el efecto más relevante fue que las medidas realizadas con corrientes pulsadas presentaban una mayor linealidad. Por lo tanto, la pérdida de linealidad mostrada en las medidas a corriente constante con una única intensidad en régimen continuo, se reduce si usamos dos corrientes pulsadas.

6. Al calcular mediante dos intensidades, pulsadas o no, el incremento de tensión umbral, la deriva térmica puede inferir en el resultado de la medida. Por lo tanto, se introduce una tercera corriente gracias a la cual se puede compensar térmicamente el incremento de tensión de fuente medida con el par intensidades utilizadas para el cálculo de tensión umbral. La deriva térmica de la medida se reduce de  $10 \text{ cGy} \text{ } ^\circ \text{C}^{-1}$  en la medida de dos corrientes sin compensar, a  $0.3 \text{ cGy} \text{ } ^\circ \text{C}^{-1}$  con el algoritmo de tres intensidades. Con este método conseguimos mantener el incremento de linealidad introducido en la medida con dos intensidades, y al mismo tiempo, reducir sensiblemente la dependencia térmica del parámetro dosimétrico.
7. Para evitar que inyecciones de carga fortuitas dañen el sensor, se ha de proteger el mismo cortocircuitando los terminales del transistor. En los primeros prototipos se utilizó un conector de alimentación soldado a la placa de circuito impreso en la que se encontraba el transistor. Sin embargo, la sombra a la radiación producida por este conector de considerable espesor podría afectar al tratamiento. Se sustituyó el conector para alimentación, por un JET de canal n y una resistencia que conectaba la puerta del mismo con el drenador del MOSFET, ambos con encapsulado de montaje superficial que minimiza la sombra producida. Con este sistema de protección ninguno de los sensores manipulados sufrió daño por inyección de carga, por lo que se puede considerar como una protección válida para nuestro transistor ante descargas electrostáticas.
8. El sistema dosimétrico desarrollado, utilizando el algoritmo de medida de tres corrientes pulsadas, presenta características muy apropiadas para la dosimetría in-vivo, aunque actualmente, sólo para tratamientos basados en  $^{60}\text{Co}$ . En primer lugar, no necesita conexión del sensor a la unidad lectora durante la irradiación. En cuanto

a la linealidad, podemos observado que los sensores estudiados mantienen la sensibilidad por encima del 95% del valor de calibración, siempre y cuando la dosis acumulada no supere en un factor cuatro a la dosis calibración, ni la dosis diaria supere los 6 Gy. Una vez que el sensor ha traspasado estos límites, puede ser reutilizado mediante un nuevo calibrado realizado el usuario, soportando un máximo de dosis de 50 Gy. La incertidumbre de la medida de dosis, dentro de los rangos de uso, es del 5% ( $3 \cdot \sigma$ ), presentando un mínimo de 3 cGy. En cuanto al coste la unidad lectora estimamos que puede ser del mismo orden que la del resto de sistemas comerciales. Sin embargo, al usar transistores de propósito general el coste del sensor se reduce considerablemente. Por lo tanto, supone una sensible mejora a los sistemas dosimétricos que se han encontrado en el mercado.

Las limitaciones del sistema desarrollado determinarán la continuación del trabajo aquí presentado, así como la optimización y miniaturización de la unidad lectora.

El primer problema a solventar es la dependencia radial que presenta el sensor cuando la fuente de radiación es un acelerador lineal de electrones con fotones cuyas calidades son del orden de 6 MV o superiores. Tanta es la dependencia angular que imposibilita su uso en la dosimetría in-vivo en tratamientos con aceleradores. Como ya se ha discutido a lo largo de este trabajo, es necesario que el espesor másico equivalente atravesado por el haz sea suficiente para superar el *build-up* y encontrarnos en las proximidades del equilibrio electrónico. Para ello se puede recubrir el sensor con una o varias capas de material.

Para estudiar qué material y espesor que deberemos usar para cada energía, vamos a utilizar la herramienta de simulación desarrollada, que nos permitirá evaluar la validez de la carcasa sin la necesidad de construirla físicamente. Una vez diseñada la carcasa adicional, y simulada su respuesta angular, se procederá a recubrir un conjunto de sensores, comprobando experimentalmente que se reduce la dependencia con la dirección de incidencia del haz por debajo del nivel deseado. Además, se determinará la dependencia de la sensibilidad con la energía del haz, ya que se ha comprobado que a energías de 6 MV presentan distinta sensibilidad que en el Theratron-780.

Al mismo tiempo, vamos a trabajar en la búsqueda de transistores de montaje superficial que producen menor sombra a la radiación, a la vez que posibilitan que los contactos del dispositivo no se realicen en la cara inferior de la placa de circuito impreso, que es la que estaría más próxima al paciente. De este modo, evitaríamos que los electrones secundarios producidos puedan dañar la piel del sujeto. Con este nuevo transistor habría que repetir el proceso de caracterización en la fuente de  $^{60}\text{Co}$  y el acelerador realizado para el MOSFET 3N163.

Una vez que la dependencia angular se haya reducido a niveles tolerables, procederemos a recubrir el sensor con un material hipoalergénico de modo que supere los controles necesarios para su uso sanitario. A continuación, se procedería a una fase de ensayos clínicos, para los que la unidad lectora será esencialmente la presentada en este trabajo, ya que no es necesario modificar el prototipo P-03 para realizar medidas a diferentes energías ni con otros transistores.

Al mismo tiempo, se procederá a un proceso de reducción del tamaño de la unidad lectora para lo que se minimizará el área de la placa de circuito impreso utilizando componentes de montaje superficial y eliminando algunos elementos prescindibles. Es importante mejorar la resolución del sistema, para lo que se va a introducir un convertidor analógico-digital de al menos 12 bits. Al introducir un convertidor A/D de mayor resolución es imprescindible reducir el ruido del sistema. Para ello se van a introducir algunas modificaciones en el *lay-out* del circuito lector. Además, se dividirá la amplificación de la tensión de fuente en dos etapas para conseguir mayor ancho de banda. De este modo, será posible conmutar la corriente a mayor frecuencia y obtener un mayor incremento de la relación señal-ruido de la tensión de fuente. Este nuevo prototipo al que se quiere dotar de mayor resolución, se comunicará al computador mediante un puerto USB, ya que el puerto serie con el protocolo RS232, está cayendo en desuso, sobre todo en los computadores portátiles.

En cuanto a la alimentación, se estudiará la posibilidad de sustituir las dos baterías del tipo PP3, por una batería de litio o 4 baterías de NiMH de tipo AAA. El principal problema que se presenta es que estas baterías proporcionan un voltaje insuficiente para alimentar la circuitería analógica de la unidad lectora. Necesitaremos introducir circuitos que, mediante conmutación, eleven la tensión de alimentación. Sin embargo, estas conmutaciones introducen un elevado nivel de ruido electrónico, por lo

que será necesario filtrado y comprobar que la resolución del sistema no sufre deterioro alguno.

Para el desarrollo las nuevas líneas que se abren tras este trabajo, se ha solicitado un proyecto de Investigación a la Junta de Andalucía, en el que entran en colaboración el Hospital Universitario San Cecilio y la Universidad de Granada.



---

# Apéndices

---

## A. Campo eléctrico en el óxido

En este apéndice se va a calcular el campo eléctrico en el óxido tras una irradiación del transistor. La radiación creará cargas en el  $\text{SiO}_2$ , que apantallarán el campo eléctrico creado por la diferencia de potencial existente entre la puerta y el sustrato. Para modelar el efecto del apantallamiento se calculará el campo eléctrico creado por la densidad de carga espacial usando el teorema de Gauss.

$$\oint_S \vec{E} \cdot d\vec{s} = \frac{Q}{\epsilon}. \quad (\text{A.1})$$

Para facilitar la resolución, se considera constante la densidad de carga espacial en todo el óxido. Como superficie gaussiana, vamos a utilizar la representada en la figura A.1.

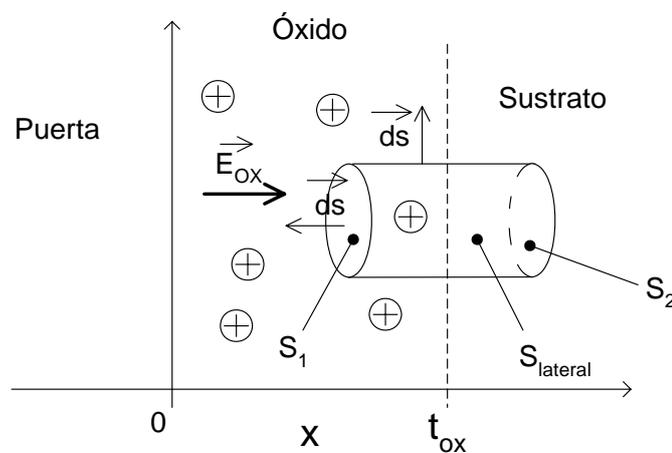


Figura A.1. Detalle de la superficie gaussiana utilizada.

Según la figura A.1, la integral de superficie de la ecuación A.1 se puede descomponer en:

$$\oint_S \vec{E} \cdot d\vec{s} = \int_{S_1} \vec{E} \cdot d\vec{s} + \int_{S_2} \vec{E} \cdot d\vec{s} + \int_{S_{lateral}} \vec{E} \cdot d\vec{s} \quad (\text{A.2})$$

El campo eléctrico en el óxido tiene dirección  $\vec{X}$ , por lo que es perpendicular al diferencial de superficie en  $S_{lateral}$ , entonces:

$$\int_{S_{lateral}} \vec{E} \cdot d\vec{s} = 0. \quad (\text{A.3})$$

La superficie gaussiana se ha tomado de tal modo que  $S_2$  se encuentra lo suficientemente alejada de la interfase Si-SiO<sub>2</sub> y dentro del sustrato, donde el campo eléctrico es nulo, por lo que:

$$\int_{S_2} \vec{E} \cdot d\vec{s} = 0. \quad (\text{A.4})$$

Usando (A.2), (A.3) y (A.4) en (A.1), nos queda:

$$\int_{S_1} \vec{E} \cdot d\vec{s} = \frac{Q}{\epsilon_{ox}}. \quad (\text{A.5})$$

En  $S_1$ , el campo eléctrico y el diferencial de superficie tienen igual dirección y sentidos opuestos, por lo que su producto escalar será el producto de sus módulos cambiado de signo. Además, es de esperar, por la simetría del sistema que el campo eléctrico únicamente dependa de la coordenada  $x$ , por lo que será constante en  $S_1$ . Por lo tanto, queda:

$$\int_{S_1} \vec{E} \cdot d\vec{s} = -E_{qox} S_1, \quad (\text{A.6})$$

donde  $E_{qox}$  es el campo eléctrico creado por las cargas fijas creadas por la radiación en el óxido.

La densidad de carga en el óxido se va a tomar constante, por lo que la carga encerrada dentro del volumen definido por la superficie gaussiana viene dada por:

$$Q = \int_V \rho_{ox} dv = \rho_{ox} \int_V dv = \rho_{ox} S_1 (t_{ox} - x) \quad (A.7)$$

Nótese que se ha despreciado la carga en la interfase frente a la carga en el óxido. Sustituyendo (A.6) y (A.7) en (A.5):

$$E_{qox} = -\frac{\rho_{ox}}{\epsilon_{ox}} (t_{ox} - x). \quad (A.8)$$

Hasta el momento, se ha calculado la contribución al campo eléctrico debido a las cargas positivas en el óxido. La diferencia de potencial entre la puerta y el sustrato creará otro campo eléctrico. Si se considera la estructura MOS como un condensador de placas paralelas infinitas, tendremos que esta contribución al campo eléctrico total será constante en todo el óxido, y su sentido y dirección será el del eje OX, es decir, de la puerta al sustrato. Aplicando el principio de superposición, se puede calcular el campo eléctrico:

$$\vec{E}_{ox} = \vec{E}_{qox} + \vec{E}_{Vox} \Rightarrow E_{ox}(x) = E_{Vox} + E_{qox}(x), \quad (A.9)$$

donde  $E_{Vox}$  es la componente del campo eléctrico debida a la diferencia de potencial entre la puerta y el sustrato. El campo eléctrico en el óxido deberá cumplir que:

$$\vec{E}_{ox} = -\nabla V \Rightarrow V(x = t_{ox}) - V(x = 0) = -\int_{x=0}^{t_{ox}} E_{ox}(x) dx \quad (A.10)$$

Como  $V_{ox} = V(x = 0) - V(x = t_{ox})$ , nos queda:

$$V_{ox} = \int_{x=0}^{t_{ox}} E_{ox}(x) dx \quad (A.11)$$

Sustituyendo (A.9) y (A.8) en (A.11) se obtiene:

$$V_{ox} = \int_{x=0}^{t_{ox}} \left( E_{Vox} - \frac{\rho_{ox}}{\epsilon_{ox}} (t_{ox} - x) \right) dx = [E_{Vox} x]_{x=0}^{x=t_{ox}} - \frac{\rho_{ox}}{\epsilon_{ox}} \left[ t_{ox} x - \frac{x^2}{2} \right]_{x=0}^{x=t_{ox}},$$

y evaluando la expresión anterior:

$$V_{ox} = E_{V_{ox}} t_{ox} - \frac{\rho_{ox}}{\varepsilon_{ox}} \frac{t_{ox}^2}{2}. \quad (\text{A.12})$$

De (A.12) podemos obtener el campo  $E_{V_{ox}}$ :

$$E_{V_{ox}} = \frac{V_{ox}}{t_{ox}} + \frac{\rho_{ox}}{\varepsilon_{ox}} \frac{t_{ox}}{2} \quad (\text{A.13})$$

Sustituyendo (A.8) y (A.13) en (A.9):

$$E_{ox}(x) = E_{V_{ox}} + E_{q_{ox}}(x) = \frac{V_{ox}}{t_{ox}} + \frac{\rho_{ox}}{\varepsilon_{ox}} \frac{t_{ox}}{2} - \frac{\rho_{ox}}{\varepsilon_{ox}} (t_{ox} - x)$$

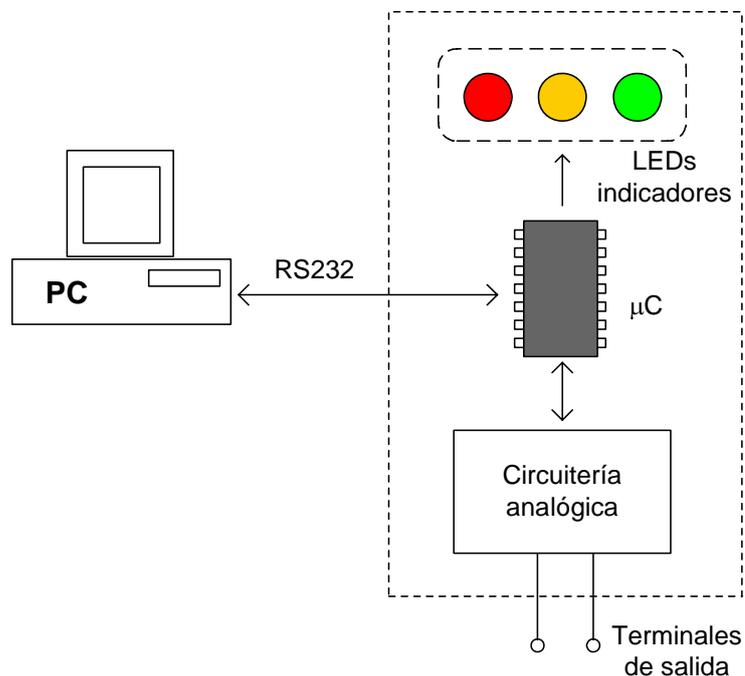
⇓

$$E_{ox}(x) = \frac{V_{ox}}{t_{ox}} + \frac{\rho_{ox}}{\varepsilon_{ox}} \left( x - \frac{t_{ox}}{2} \right). \quad (\text{A.14})$$

## B. Extractor de características I-V

### B.1. Diagrama de bloques

En este apéndice se describe el Extractor I-V desarrollado para la obtención de características I-V de dispositivos de dos terminales. El Extractor I-V, consta, básicamente, de un microcontrolador que gobierna un bloque de circuitería analógica, y un adaptador de niveles para la comunicación vía serie con el computador. Para indicar el estado del sistema, se incorporaron un conjunto de 3 LEDs, uno de color rojo que indica que el sistema está conectado, otro LED verde que indica que el sistema está realizando una medida, y uno ámbar que permanece encendido en los periodos de espera en la comunicación con el PC. En la figura B.1 se muestra el diagrama de bloques del sistema electrónico.



**Figura B.1.** Diagrama de bloques del Extractor I-V

## B.2. Diseño electrónico

La circuitería analógica del Extractor I-V, esta constituida por dos bloques funcionales diferenciados: una fuente de tensión y un sistema de monitorización de la corriente de salida. A grandes rasgos, el extractor de características coloca entre los terminales de salida determinada diferencia de potencial y mide la corriente que circula entre sus terminales.

El bloque de monitorización de la corriente consta esencialmente de un amplificador de instrumentación, un conjunto de conmutadores y una red de resistencias. Con el amplificador de instrumentación se mide la caída voltaje en una determinada resistencia cuando circula por ella la intensidad de salida. Mediante una serie de conmutadores se puede cambiar la resistencia de muestreo de corriente entre cuatro valores de resistencias. Consiguiendo un total de 4 fondos de escala con valores máximos de intensidad de  $10 \mu A$ ,  $100 \mu A$ ,  $1 mA$  y  $10 mA$ , y con un error igual a 0.1% del valor máximo de intensidad, pero un error mínimo de  $1 \mu A$ . En la figura B.2 se muestra el esquema electrónico del sistema.

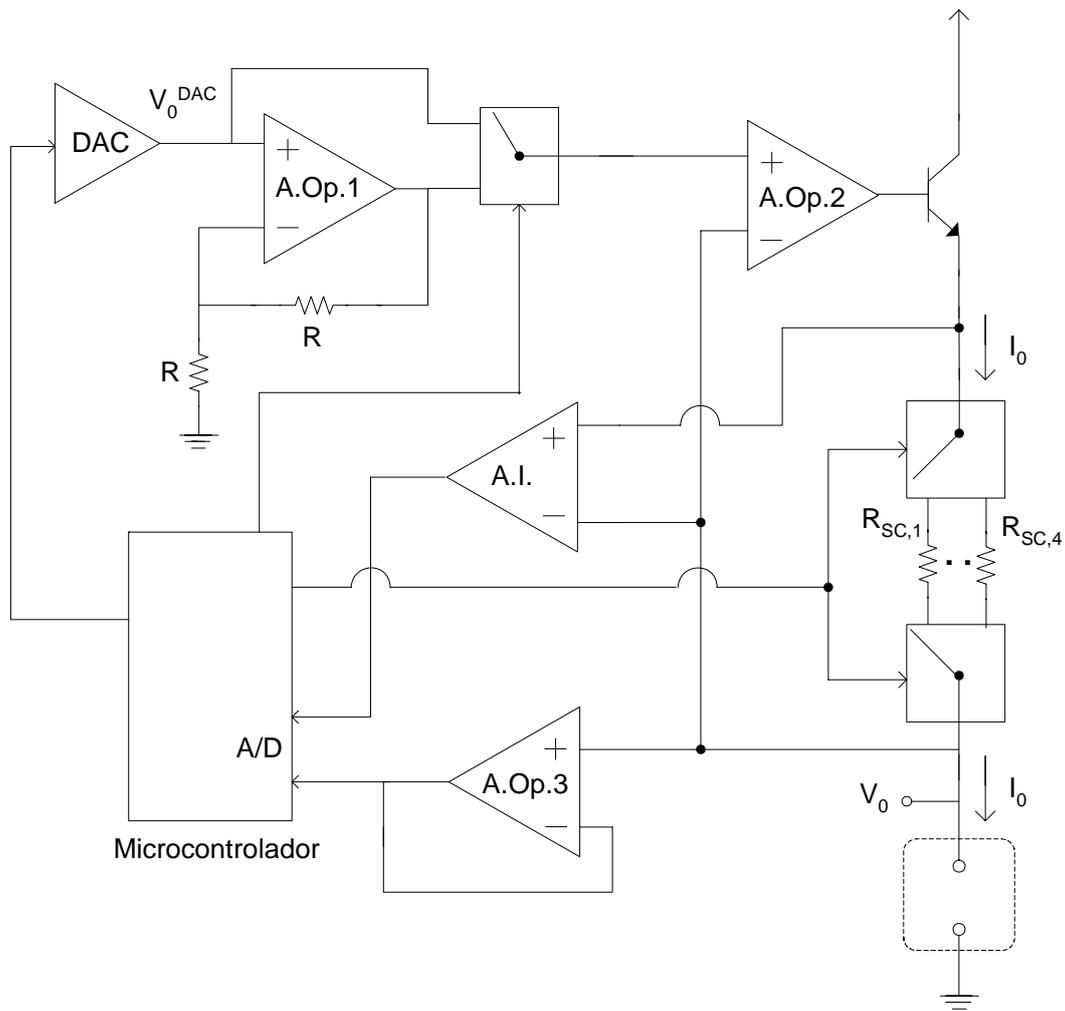
La fuente de tensión se basa en un DAC gobernado por el microcontrolador, y un conjunto de amplificadores operacionales. El computador envía al Extractor I-V, mediante el puerto serie, el valor de la palabra digital del convertidor digital-analógico. Para conseguir tensiones superiores a 5 V, que es límite del DAC, se incorpora un amplificador no inversor, gracias al cual se pueden alcanzar tensiones próximas a 10 V. Mediante un conmutador, gobernado por el microcontrolador, se conecta la entrada no inversora del A.Op.2 a la salida del DAC, para tensiones inferiores a 5 V, o bien, la salida del A.Op.1, para tensiones superiores. El computador envía la palabra digital necesaria para conseguir una tensión de salida determinada, y la necesidad o no de amplificar la tensión del DAC. El A.Op.2 se encuentra realimentado negativamente a través del transistor bipolar y la red de resistencias, como se puede apreciar en la figura B.2. Una vez establecida la realimentación negativa, los voltajes de sus terminales inversor y no inversor son iguales. El terminal inversor se encuentra conectado a la salida, por lo que el voltaje del salida ( $V_0$ ) será igual al voltaje del DAC, que recordemos puede estar o no amplificado. El transistor bipolar conectado a la salida de

A.Op.2 tiene la función de proporcionar intensidades de salida elevadas que el A.Op.2 no es capaz de suministrar.

Una vez que la tensión entre los terminales de salida es la deseada, se procede a la medida de la intensidad que circula entre ellos. El microcontrolador digitaliza la salida del amplificador de instrumentación. Si este valor, en cuentas digitales, supera cierto máximo establecido, conmuta a una resistencia  $R_{sci}$  menor, y se repite la medida. A continuación, en el microcontrolador se digitaliza la tensión de salida del amplificador del A.Op.3, que actúa como seguidor de tensión de la salida del extractor, evitando derivas de intensidad. Ambos valores, en cuentas digitales, junto con un índice que nos indica la resistencia utilizada en la medida de la intensidad, son enviados al PC.

El sistema consta de un sensor de temperatura, el DS1820 de Dallas-Semiconductor (USA), dispuesto a modo de sonda externa para monitorizar la temperatura de los dispositivos a analizar.

Para alimentar el sistema basta con usar un transformador externo que proporcione al menos 12 V DC. La tensión de alimentación se conecta dos reguladores: uno de 10 V para la alimentar la circuitería analógica, y otro de 5 V para la digital. El sistema consume 50 mA en reposo y 80 mA durante el proceso de medida.



**Figura B.2.** Esquema electrónico del Extractor I-V

### B.3. Realización del extractor I-V

Una vez diseñado el sistema, se construyó un prototipo capaz de extraer la característica I-V de un dispositivo de dos terminales. En la figura B.3 se muestra la placa de circuito impreso construida, donde pueden identificar los diferentes bloques funcionales. En la figura B.4 se puede observar la apariencia final del prototipo.

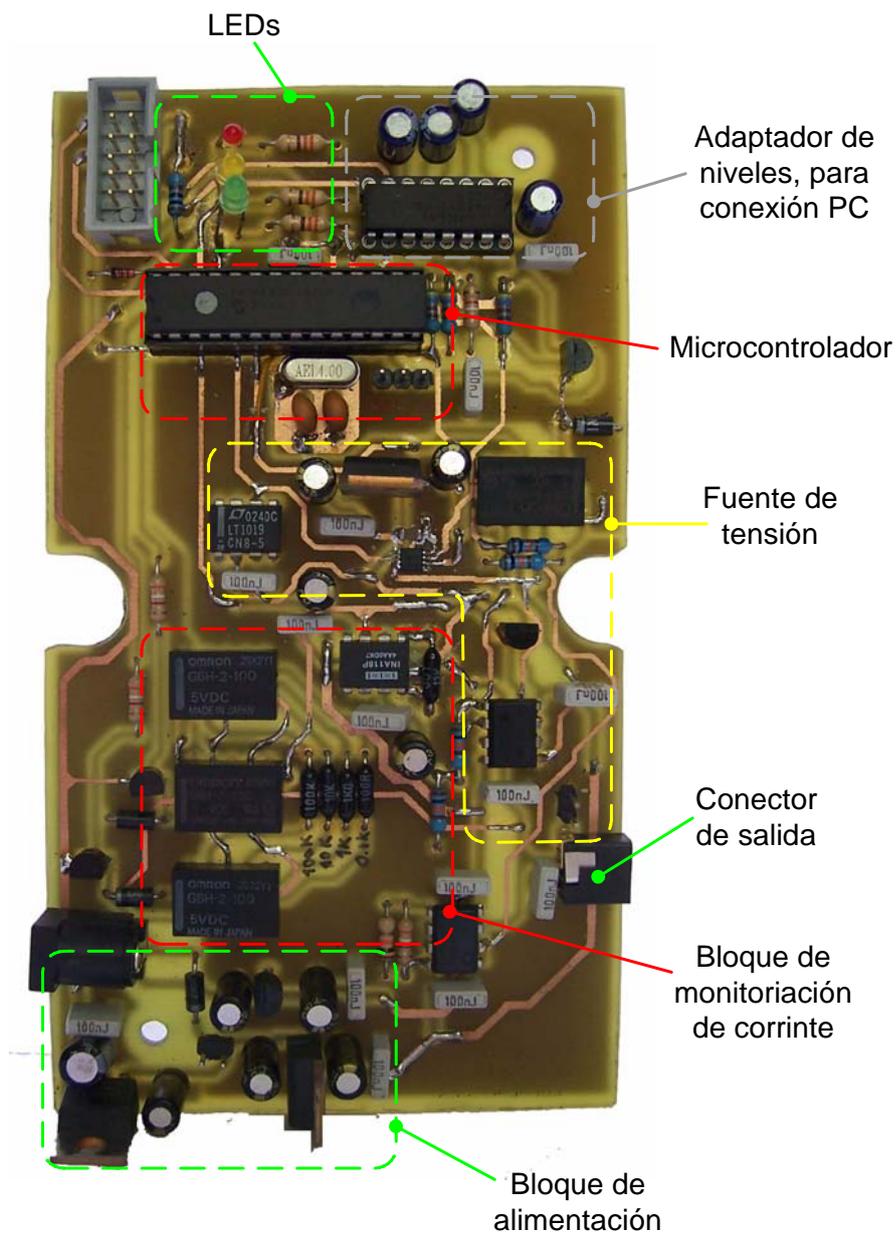
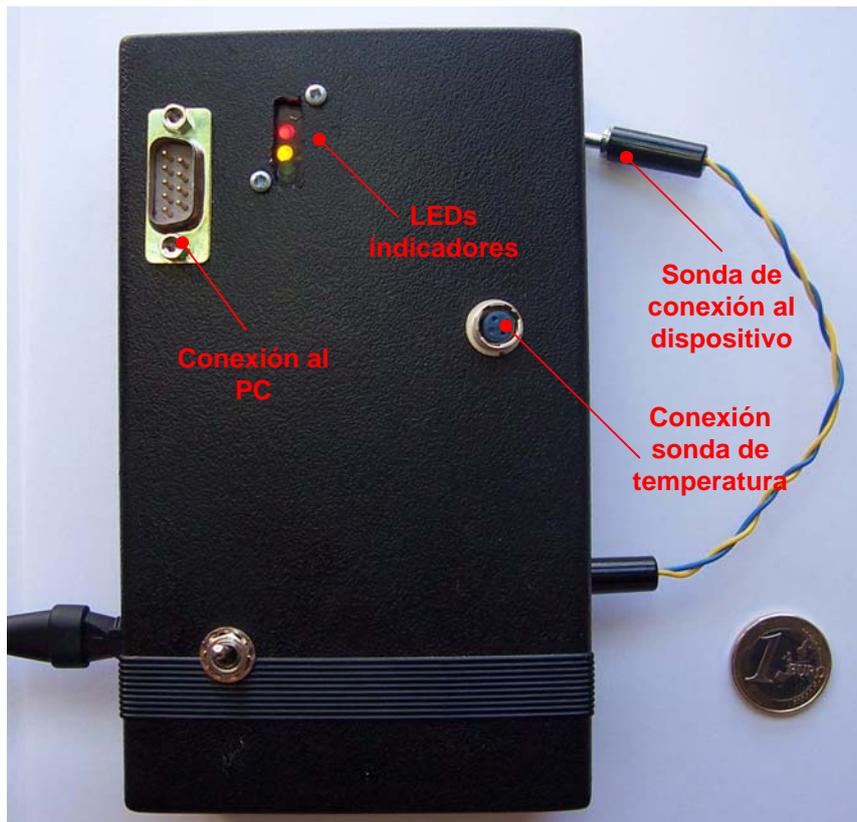


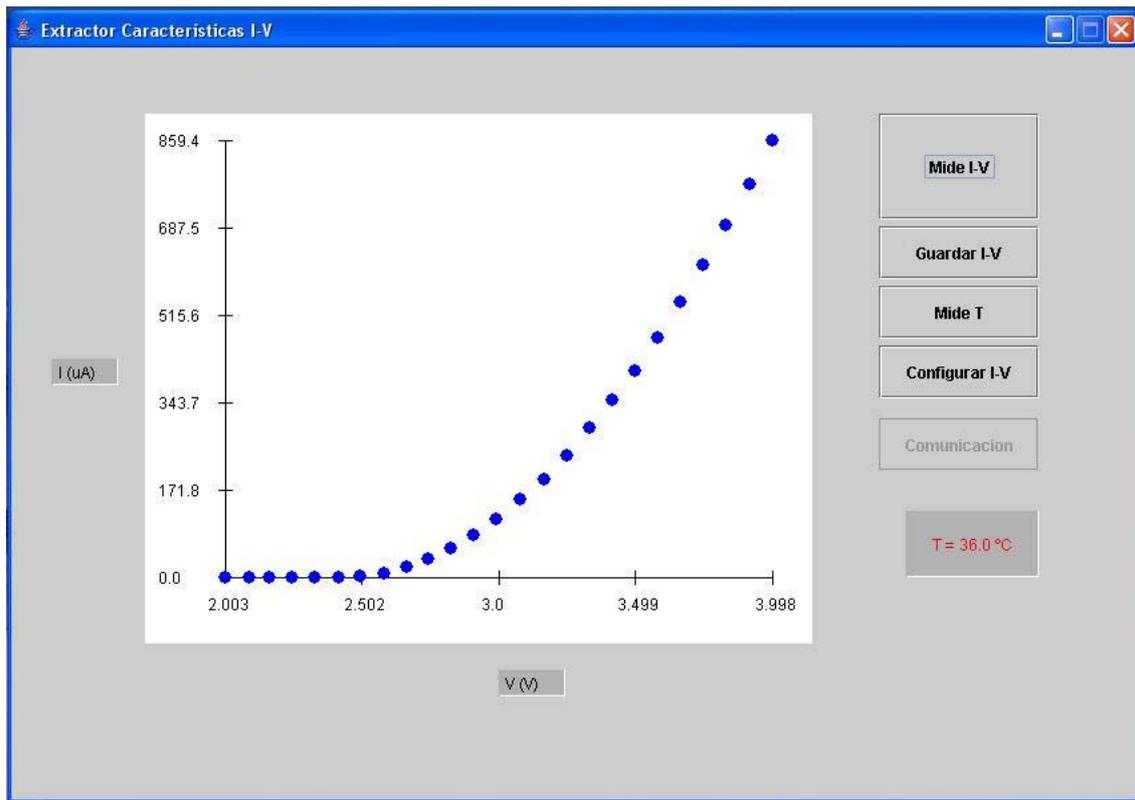
Figura B.3. Placa de circuito impreso del Extractor I-V.



**Figura B.4.** Prototipo operativo del Extractor I-V.

### **B.3. Programa de control**

El Extractor I-V debe funcionar conectado al computador, comunicándose vía RS232, mediante un programa de control realizado en JAVA. Dicho programa presenta una serie de opciones de configuración, medida y comunicación, como puede verse en la figura B.5. A continuación se va a describir cómo se ha de operar desde el programa de control para obtener una característica I-V.



**Figura B.5.** Ventana de control del Extractor I-V.

Una vez conectado el Extractor I-V al computador, se ha de establecer la comunicación. Para ello habrá que pulsar el botón de “Comunicación” del programa de control, véase figura B.5. Si la comunicación entre el computador y el Extractor I-V se ha realizado con éxito, se habilitan el resto de opciones del programa.

A continuación hay que configurar la medida de la característica I-V, mediante la opción “Configurar I-V”, donde se solicita al usuario que introduzca los valores máximo y mínimo de tensión a aplicar entre los terminales del dispositivo, así como el número de puntos a obtener en el barrido creciente de tensiones. Opcionalmente, se puede configurar el sistema para medir la temperatura al inicio y final de la obtención de la característica de forma automática.

Una vez configurada la medida de la característica I-V, podemos proceder a la obtención de la característica I-V, pulsando la opción de “Mide I-V”. Desde el programa de control se envían al Extractor I-V la palabra digital necesaria para que la tensión de salida tome el valor adecuado. Medidas la intensidad y la tensión de salida del Extractor I-V, se envían los resultados en palabras digitales al computador, así como el índice de la resistencia utilizada para la medida de la corriente. El programa de control convierte

dichos valores a unidades de voltaje y corriente y los almacena en una matriz. Al concluir la extracción de la característica, los resultados aparecen en pantalla. En la figura B.5, se muestran los resultados mostrados por pantalla de la característica I-V de un transistor pMOS en saturación. Como puede observarse, se obtiene una dependencia cuadrática, como era de esperar.

Pulsando la opción de “*Guardar I-V*” los resultados son almacenados en un fichero de texto elegido por el usuario. En dicho fichero se graban los valores de la configuración, la temperatura inicial y final de la misma, si se ha configurado la medida para tal efecto, y los valores de intensidad y voltaje.

---

# Bibliografía

---

- [3n163] Hoja de características 3N163/3N164, Vishay-Siliconix 04 Julio 1994.
- [AGO03] S. Agostinelli et Al. "GEANT 4-a Simulation Toolkit", Nucl. Instrum. Meth. A, 506:250-303, 2003.
- [ASE06] L.J. Asensio, M.A. Carvajal, J.A. López-Villanueva, M. Vilches, A.M. Lallena, A.J. Palma. "Evaluation of a low-cost commercial mosfet as radiation dosimeter". Sensors and Actuators A, 125, 288-295, 2006.
- [BAN93] J. Banqueri, F. Gamiz, J.E. Carceller, P. Cartujo, J.A. Lopez-Villanueva. "Influence of the interface-state density on the electron mobility in silicon inversion layers". Journal of Electronic Materials, 22, 1159-1164. 1993
- [BAR95] J. Baró, J. Sempau, J. M. Fernández-Varea, F. Salvat. "PENELOPE: An Algorithm for Monte Carlo Simulation of the Penetration and Energy Loss of Electrons and Positrons in Matter". Nucl. Instrum. Meth. B, 100:31-46, 1995.
- [BEN86] J. M. Benedetto, H.E. Boesch Jr.. "The Relationship Between  $^{60}\text{Co}$  and 10keV X-Ray Damage in MOS Devices". IEEE Trans Nucl. Sci., 33, 1318-1323, 1986.
- [BEN00] C. Benson, M.J. Joyce, B. O'Connell, J. Silvie. "Neutron Detection at the Extremes of Sensitivity in the Cosmic Enviroment". IEEE Trans Nucl. Sci., 6, 2417-2422, 2000.
- [BEN04] C. Benson, R.A. Price, J. Silvie, A. Jaksic, M.J. Joyce. "Radiation-induced statistical uncertain in the therhold voltage measurement of MOSFET dosimeters". Phys. Med. Biol., 49, 3145-3159, 2004.

- [BER88] M.J. Berger, S.M. Seltzer. "Monte Carlo Transport of Electrons and Photons". Plenum Press Corp., Nueva York, 1988.
- [BES05] S. Best, A. Ralson, N. Suchowerska. "Clinical Application of the OneDose™ Patient Dosimetry System for total body irradiation". *Phys. Med. Biol.*, 50, 5909-5919, 2005.
- [BLA03] Patente nº US 2003/0125616 A1. "Disposable single-use external dosimeters for use in radiation therapies", US Patent Office, 03/07/2003. Inventores: R. D. Black, G.G. Mann, S.R. Widener, P.M. Lehman.
- [BLA05] R.D. Black, S.R. Widener, J. Carrall, G.G. Mann, P.M. Lehman. "Disposable single-use internal dosimeters for detecting radiation in medical procedures/therapies". US Patent Office, US 2005/0010110 A1, 13/01/2005.
- [BLO03] E. Bloemen, W. Bois, P. Visser, I. Bruinvis, D. Jalink, J. Hermans, P. Lambin. "Clinical dosimetry with MOSFET dosimeters to determinate the dose along the field junction in a split beam technique". *Radiother. Oncol.*, 67, 351-357, 2003.
- [BOE86] H.E. Boesch Jr., F.B. McLean, J.M. Benedetto, J.M. McGarrity. "Saturation of Threshold Voltage Shift in MOSFETs at High Total Dose". *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, 33, 1191-1197, 1986.
- [BRI77] J.F. Briesmeister, T.N.K. "MCNP-A General Monte Carlo N-Particle Transport Code". Report LA-12625-M, Los Alamos National Laboratory, Los Alamos, Nuevo Méjico, 1977.
- [BRU86] R. Brun, F. Bruyant, M. Maire. "GEANT3". Report DD/EE/84-1, CERN, Ginebra, 1986.
- [BUE93] M.G. Buehler, B.R. Blaes, G.A.Soli, G.R.Tardio. "On Chip p-MOSFET Dosimetry". *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, 40, 1442-1449, 1993.
- [BUT96] M.J. Butson, J.N. Mathur, P.E. Metcalfe. "Radiochromic film as a radiotherapy surface-dose detector". *Phys. Med. Biol.*, 41, 1073-1078, 1996.
- [CAR07a] M.A. Carvajal, L.J. Asensio, A.J. Palma. "Instrumento portátil y método para dosimetría". Oficina Española de Patentes y Marcas, Solicitud de

patente nº P200701185, 24/04/07, extendida a PCT (PCT/ES2008/000223), 10-04-2008.

- [CAR07b] M.A. Carvajal, D. Guirado, M. Vilches, A. Martínez-Olmos, A.M. Lallena, A.J. Palma. “Dosímetro portátil basado en MOSFET inalámbrico para monitorización de Radioterapia”. XVI Congreso Nacional de Física Médica, Comunicación 01-055, Granada 2007.
- [CAR08] M.A. Carvajal, S. García-Pareja, M. Vilches, M. Anguiano, A.J. Palma, A.M. Lallena. “Monte Carlo simulation of MOSFET detectors using PENELOPE code with an ant colony algorithm”. *Phys. Med. Biol.*, En proceso de revisión.
- [CHE04] T. Cheung, M.J. Butson, P. K N Yu. “Effects of temperature variation on MOSFET dosimetry”. *Phys. Med. Biol.*, 49, 191-196, 2004.
- [CIT95] M. Citterio, S. Rescia, V. Radeka. “Radiation Effects at Cryogenic Temperatures in Si-JFET, GaAs MESFET, and MOSFET Devices”. *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, 46, 2266-2270, 1995.
- [CON98] C.Conneely, B.O. Connel, P.Hurley, W.Lane, L.Adams. “Strategies for MiliRad Sensitivity in PMOS Dosimeters”. *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, 45, 1475-1480, 1998.
- [DAL03] G.F. Dalla, M. Manghisoni, L. Ratti, V.Re, V. Speziali, G. Traversi. “Effects of  $\gamma$ -Rays on JFET Devices and Circuits Fabricated in a Detector-Compatible Process”. *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, 6, 2474-2480, 2003.
- [DIN03] W. Ding. “Computer assisted radiotherapy dosimeter system and a method therefore”. US Patent Office, Patente nº US- 6650930. 18/11/2003.
- [DON02] S.L. Dong, T.C. Chu, G.Y. Lan, T.H. Wu, Y.C. Lin, J.S. Lee. “Characterization of high-sensitivity metal oxide semiconductor field effect transistor dosimeters system and LiF:Mg, Cu, P thermoluminescence dosimeters for use in diagnostic radiology”. *Appl. Radiat. Isot.*, 57, 883-891, 2002.

- [DOR96] M. Dorigo, V. Maniezzo, A. Colomi. "Ant System: Optimization by a Colony of Cooperating Agents". *IEEE Trans. Syst. Man Cybern B*, 26, 29-41, 1996.
- [FER07] J.M. Fernández-Varea, P. Carrasco, V. Panettieri, L. Brualla. "Monte Carlo based water/medium stopping-power ratios for various ICRP and ICRU tissues". *Phys. Med. Biol.*, 52, 6475-6483, 2007
- [FRA96] P. Francescon, P. Scalchi, S. Cora. "Application of MOSFETs in radiotherapy dosimetry". 15th E.S.T.R.O. meeting, Vienna, 1996.
- [FRE78] R. F. A. Freeman, A. G. Holmes Siedle. "A Simple Model for Predicting Radiation Effects in MOS Devices". *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, 25, 1216-1225, 1978.
- [GAR06] S. García-Pareja, M. Vilches, A.M. Lallena. "Ant colony method to control variance reduction techniques in the Monte Carlo simulation of clinical electron linear accelerators". *Nuclear Inst. Meth. Physics Res. A*, 580, 510-513, 2007.
- [GAR07] S. García-Pareja, M.A. Carvajal, M. Vilches, D. Guirado, M. Anguiano, A.J. Palma, A.M. Lallena. "Simulación mediante PENELOPE de la respuesta a la radiación de un PMOSFET usado como sensor dosimétrico", XVI Congreso Nacional de Física Médica, Comunicación 01-054, Granada 2007.
- [GIE99] S.L.J. Gierkink, E.A.M. Klumperink, A.P. van der Wel, G. Hoogzaad, Ed (A.J.M.) van Tuijl, Bram Nauta. "Intrinsic 1/f Device Noise Reduction and its Effects on Phase Noise Ring Oscillators", *IEEE J. Solid-State Circuits*, 34, 1999.
- [GOD97] A. Godoy, F. Gámiz, A. Palma, J. A. Jiménez-Tejada, J. Banqueri y J. A. López-Villanueva. "Influence of mobility fluctuations on random telegraph signal amplitude in n-channel metal-oxide-semiconductor field-effect transistors". *J. Appl. Phys*, 82, 4621-4628, 1997.
- [GWY93] N. Gwynne. "Semiconductor dosimeter". United Kingdom Patents Departament, Patente nº GB 2 263 196 A, 14/07/1993.

- [HAL92] J.A. Halbleib, R.P. Kensek, D. Valdez. "ITS Version 3.0: The Integrated TIGER Series of Coupled Electron/Photon Monte Carlo Transport Codes". Report SAND91-1634, Sandia National Laboratories, Albuquerque, 1992.
- [HAL05] P.H. Halvorsen. "Dosimetric evaluation of a new design MOSFET in vivo dosimeter". *Med. Phys.*, 32, 110-117, 2005.
- [HOL86] A. Holmes-Siedle, L. Adams. "RADFET: A review of the use of metal-oxide-silicon devices as integrating dosimeters". *Radiat. Phys. Chem.*, 28, 235-244, 1986.
- [HP4145B] Manual de usuario HP4145B.
- [HUG88] R.C. Hughes, D. Huffman, J.V. Snelling, J.E. Zipperian, A.J. Ricco, A. Kelsy. "Miniature Radiation Dosimeter for In-Vivo Radiation Measurements". *Int. J. Radiat. Oncol. Biol. Phys.*, 14, 963-967, 1988.
- [JAF29] G. Jaffe. "Zür Theorie der Ionisation in Kolonnen", *Ann. Phys.*, 42, 303, 1929.
- [JAK02] A. Jaksic, G. Ristic, M. Pejovic, A. Mohammadzadeh, C. Sudre, W.Lane. "Gamma-Ray Irradiation and Post-Irradiation Responses of High Dose Range RADFETs". *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, 49, 1356-1363, 2002.
- [JOR01] N. Jornet. "Detectores de semiconductor: Calibración y aplicaciones a la dosimetría in-vivo en pacientes sometidos a tratamientos con radioterapia externa". Tesis Doctoral, Universidad Autónoma de Barcelona, 2001.
- [KAH98] J. Kahilainen. "Radiation Detector". U.S. Patent Office, patente nº US-005739541-A. 14/04/1998.
- [KAW00] L. Kawrakow, D.W.O. Rogers. "The EGSrc Code System: Monte Carlo Simulation of Electron and Photon Transport". Report P IRS-70 1, National Research Council of Canada, Ottawa, 2000.
- [KEL92] A. Kelleher, M. O'Sullivan, J. Ryan, B. O'Neill, W. Lane. "Development of the Radiation Sensitivity of PMOS Dosimeters". *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, 39, 342-346, 1992.
- [KHA03] F. Khan. "The Physics of Radiation Therapy", 3rd ed - Lippincott, 2003.

- [KIS99] T. Kishi. "Radiation dosimeter". US Patent Office, patente nº US 5 949 075 A. 07/09/1999.
- [KLU00] E.A.M. Klumperink, S.L.J. Gierkink, A.P. van der Wel, B. Nauta. "Reducing MOSFET 1/f Noise and power Consumption by Switched Biasing". IEEE J. Solid-State Circuits, 35, 994-1001, 2000.
- [KNO88] M. Knoll, D. Bräunig. "MOS dosimeter". US Patent Office, patente nº US 4 788 581, 29/11/1988.
- [KNO00] G.F. Knoll. "Radiation Detection and Measurement". 3ª Edición, John Wiley & Sons, Nueva York, 2000.
- [KRO95] S. Kronenberg, A. Bard. "Radiation sensor dosimetry circuit". US Patent Office, patente nº US 5 477 050 A, 19/12/1995.
- [LOP91] J.A. Lopez-Villanueva, J.A. Jimenez-Tejada, P. Cartujo, J. Bausells, J.E. Carceller. "Analysis of the effects of constant-current Fowler-Nordheim-tunneling injection with charge trapping inside the potential barrier". J. Appl. Phys, 70, 3712-3720, 1991.
- [LOP92] J.A. Lopez-Villanueva, J.A. Jimenez-Tejada, P. Cartujo, J. Bausells, J.E. Carceller. "A high-frequency bidirectional capacitance method to study the evolution of the interface state density generated at low temperatures". Solid-State Electron., 35, 73-81, 1992.
- [LOP95] J.A. Lopez-Villanueva, J.E. Carceller, F. Gamiz, J. Banqueri. "Electron trapping and detrapping in near-interfacial traps during Fowler-Nordheim tunneling injection at 77 K". Microelectronic Engineering, 28, 317-320, 1995.
- [MA89] T. P. Ma, P.V. Dressendorfer. "Ionizing Radiation Effects In MOS Devices and Circuits". John Wiley & Sons, 1989.
- [MAR08] A. Martínez, M.A. Carvajal, D.P. Morales, A. García, A.J. Palma. "Development of an Electrical Capacitance Tomography system using four rotating electrodes". Sensors and Actuators A, aceptado el 01/09/08.
- [MCK96] A.L. McKenzie. "Cobalt-60 gamma-ray beams". Br. J. Radiol. Suppl. 25, 46-61, 1996.

- [MOR95] E.G. Moreno, B. Iñiguez, M. Roca, J. Segura, S. Sureda. "CMOS Radiation Sensor with Binary Output". IEEE Trans. Nucl. Sci., 42, 174-178, 1995.
- [NEL85] Nelson W.R., Hirayama H. y D.W.O. Rogers. "The EGS4 Code System". Report SLAC-265, Standford Linear Accelerator Center, Standford, 1985.
- [OLD99] T. R. Oldham. "Ionizing Radiation Effects in MOS Oxides". World Scientific Publishing, 1999.
- [OnDweb] <http://www.medtec.com/products/medphys/dosimetry/onedose.htm>
- [OnD05] Sichel Technologies, "OneDose User's Manual". Pre-production draft version, rev. P01, Sichel Technologies Inc., Morrisville, NC., 2005.
- [ONS38] L. Onsager. "Initial Recombination of Ions". Phys. Rev., 54, 554, 1938.
- [ORT96a] X. Ortega, J. Jorba. "Radiaciones ionizantes: Utilización y riesgos-I". Instituto de Técnicas Energéticas, 2ª Ed. 1996.
- [ORT96b] X. Ortega, J. Jorba. "Radiaciones ionizantes: Utilización y riesgos-II". Instituto de Técnicas Energéticas, 2ª Ed. 1996
- [PAL97] A. Palma, A. Godoy, J. A. Jiménez-Tejada, J. E. Carceller, J. A. López-Villanueva. "Quantum two-dimensional calculation of time constants of random telegraph signals in metal-oxide-semiconductor structures". Phy. Rev. B, 56, 9565-9574. 1997.
- [PAL06] A.J. Palma, A. Lapresta-Fernández, J.M.Ortigosa, M.D.Fernández-Ramos, M.A. Carvajal, L.F.Capitan-Vallvey. "A simplified measurement procedure and portable electronic photometer for disposable sensors based on ionophore-chromionophore chemistry for potassium determination". Anal. Bioanal. Chem., 386, 1215-1224, 2006.
- [PAL08] A.J. Palma, J.M. Ortigosa, A. Lapresta-Fernández, M.D. Fernández-Ramos, M.A. Carvajal, L.F. Capitán-Vallvey. "Portable LED-based photometer with one-shot optochemical sensors for measurement in the field". Review of Scientific Instruments, aceptado el 25/09/08.
- [PAN07] V. Panettieri, M.A. Duch, N. Jornet, M. Ginjaume, P. Carrasco, A. Badal, X. Ortega, M. Ribas. "Monte Carlo simulation of MOSFET detectors for high-

- energy beams using the PENELOPE code". *Phys. Med. Biol.*, 52, 303-316, 2007.
- [PON01] B.D. Pomije, C.H. Huh, M.A. Tressler, D.E. Hintenlang, W. Bolch. "Comparison of angular free-in-air and tissue-equivalent phantom response measurements in p-MOSFET dosimeters". *Health Phys.*, 80, 497-505, 2001.
- [RAM97] R. Ramani, S. Russell, P. O'Brien. "Clinical dosimetry using MOSFETs". *Int. J. Radiation Oncology Biol. Phys.*, 37, 959-964, 1997.
- [RIS96] G. Ristic, S. Golubovic, M. Pejovic. "Sensitivity and fading of pMOS dosimeters with thick gate oxide". *Sensors and Actuators A*, 51, 153-158, 1996.
- [ROS02] A.B. Rosenfeld. "MOSFET Dosimetry on Modern Radiation Oncology Modalities", *Radiat. Prot. Dosim.*, 101, 393-398, 2002.
- [RUS04] K.J. Russell. "Portable solid-state remote dosimeter". US Patent Office, Patente n° US 2004/0200967 A1, 14/10/2004.
- [SAR98] G. Sarrabayrouse, S. Siskos. "Radiation Dose Measurement using MOSFETs". *IEEE Instrum. Meas. Mag.*, 1, 26-34, 1998.
- [SAL06] F. Salvat, J.M. Fernández-Varea, J. Sempau. "PENELOPE – A code system for Monte Carlo simulation of electron and photon transport". Paris: Nuclear Energy Agency, 2006
- [SCA98] P. Scalchi, P. Francescon. "Calibration of a MOSFET detection System for 6-MV In Vivo Dosimetry". *Int. J. of Radiat. Oncol. Biol. Phys.*, 40, 987-993, 1998.
- [SEM01] J. Sempau, A. Sánchez-Reyes, F. Salvat., H.O. Ben Tahar, S.B. Jiang, J.M. Fernández-Varea. "Monte Carlo Simulation of Electron Beams from an Accelerator Head Using PENELOPE". *Phys. Med. Biol.*, 46, 1163-1186, 2001.
- [SEM03] J. Sempau, J.M. Fernández-Varea, E. Acosta, F. Salvat. "Experimental benchmarks of the Monte Carlo code PENELOPE". *Nuclear Inst. Meth. Physics Res. B*, 207, 107-123, 2003.

- [SEX85] F.W. Sexton, J.R.Schwank. "Correlation of Radiation Effects in Transistors and Integrated Circuits", IEEE Trans. Nucl. Sci., 32, 3975-3981, 1985.
- [SHE02] D. Sheikh-Bagheri, D. W. O. Rogers. "Monte Carlo calculation of nine megavoltage photon beam spectra using the BEAM code". Med. Phys., 29, 391-402, 2002.
- [SOU94] M. Soubra, J. Cygler, G. Mackay. "Evaluation of a dual bias metal oxide-silicon semiconductor field effect transistor detector as radiation dosimeter". Med. Phys., 21, 567-572, 1994.
- [SZE81] S.M. Sze. "Physics of Semiconductor Devices". John Wiley & Sons, New York, 2<sup>a</sup> ed., 1981.
- [TAM70] A. Tamarro. "Instrumentación nuclear". Servicio de publicaciones de J.E.N., Madrid 1970.
- [TAR96] N.G. Tarr, A.Yeaton, G.F.Mackay, I.Thomson. "Limitations on MOSFET Dosimeter Resolution Imponed by 1/f Noise". IEEE Trans. Nucl. Sci., 43, 2492-2495, 1996.
- [TAR98] N.G. Tarr, G. F. Mackay, K. Shortt, I. Thomson. "A floating Gate MOSFET Dosimeter Requiring No External Bias Supply". IEEE Trans. Nucl. Sci., 45, 1470-1474, 1998.
- [TAR01] N.G. Tarr, I. Thomson. "Method of monitoring radiation using a floating gate field effect transistor dosimeter, and dosimeter for use therein". US Patient Office, patente n° US 6 172 368 B1. 09/01/2001.
- [TAR04] N.G. Tarr, K. Shortt, Y. Wang, I. Thomson. "A Sensitive, Temperature-Compensated, Zero-Bias Floating Gate MOSFET Dosimeter". IEEE Trans. Nucl. Sci., 51, 1277-1281, 2004.
- [TEI04] B. Teimouri, M. Sohrabpour. "Monte Carlo dose calculations for radiotherapy machines: Theratron 780-C teletherapy case study". Phys. Med. Biol., 49, 807-818, 2004.
- [THO84] I. Thomson. "Direct reading dosimeter", U.S. Patent Office, patente n° US 4 484076, 20/11/1984.

- [TSI99] Y. Tsisvidis. "Operation and Modeling of the MOS transistor", WCB McGraw-Hill, 2<sup>a</sup>Ed. 1999.
- [T&N87] Thomson&Nielsen (I. Thomson). "Dosimeter", US Patent Office, patente n° US 4678916, 07/06/1987.
- [T&N91] Thomson&Nielsen (I. Thomson). "Direct reading dosimeter". Oficina Europea de Patentes, patente n° EP 0471957A2, 02/07/1991.
- [T&N04] Thomson&Nielsen. "Operator's manual MOSFET 20", 2004
- [T&Nweb]<http://www.thomson-elec.com/>
- [VET96] F. Vettese, C. Donichak, P. Bourgeault. "Assessment of a new p-MOSFET usable as dose rate insensitive gamma dose sensor". IEEE Trans. Nucl. Sci., 43,470-475, 1996.
- [WAN05] B. Wang, X. G. Xu, C.H. Kim, "Monte Carlo study of MOSFET dosimeter characteristics: Dose Dependence on Photon Energy, Direction and Dosimeter Composition", Radiat. Prot. Dosim., 113, 40-46, 2005.
- [WIN83] P. S. Winokur, K. C. Kerris, L. Harper. "Predicting CMOS inverter response in nuclear and space environments". IEEE Trans. Nucl. Sci., 30, 4326-32, 1983.

---

# Principales aportaciones

---

A continuación se enumeran las principales publicaciones derivadas de este trabajo:

- M.A. Carvajal, L.J. Asensio, A.J. Palma “Instrumento portátil y método para dosimetría”. Oficina Española de Patentes y Marcas, Solicitud de patente nº P200701185, 24/04/07, extendida a PCT (PCT/ES2008/000223), 10-04-2008.
- L.J. Asensio, M.A. Carvajal, J.A. López-Villanueva, M. Vilches, A.M. Lallena, A.J. Palma. “Evaluation of a low-cost commercial mosfet as radiation dosimeter”. *Sensors and Actuators A*, 125, 288-295, 2006.
- A.J. Palma, A. Lapresta-Fernández, J.M. Ortigosa, M.D. Fernández-Ramos, M.A. Carvajal, L.F. Capitán-Vallvey. “A simplified measurement procedure and portable electronic photometer for disposable sensors based on ionophore-chromionophore chemistry for potassium determination”. *Anal. Bioanal. Chem.*, 386, 1215-1224, 2006.
- A.J. Palma, J.M. Ortigosa, A. Lapresta-Fernández, M.D. Fernández-Ramos, M.A. Carvajal, L.F. Capitán-Vallvey. “Portable LED-based photometer with one-shot optochemical sensors for measurement in the field”, *Review of Scientific Instruments*, aceptado el 25/09/08.
- A. Martínez, M.A. Carvajal, D.P. Morales, A. García, A.J. Palma. “Development of an Electrical Capacitance Tomography system using four rotating electrodes”. *Sensors and Actuators A*, aceptado el 01/09/08.

- M.A. Carvajal, S. García-Pareja, M. Vilches, M. Anguiano, A.J. Palma, A.M. Lallena. “Monte Carlo simulation of MOSFET detectors using PENELOPE code with an ant colony algorithm”. *Phys. Med. Biol.*, En proceso de revisión.
- M.A. Carvajal, D. Guirado, M. Vilches, A. Martínez-Olmos, A.M. Lallena, A.J. Palma. “Dosímetro portátil basado en MOSFET inalámbrico para monitorización de Radioterapia”. XVI Congreso Nacional de Física Médica, Comunicación 01-055, Granada 2007.
- S. García-Pareja, Miguel .A. Carvajal, M. Vilches, D. Guirado, M. Anguiano, A.J. Palma, A.M. Lallena. “Simulación mediante PENELOPE de la respuesta a la radiación de un PMOSFET usado como sensor dosimétrico”, XVI Congreso Nacional de Física Médica, Comunicación 01-054, Granada 2007.



