

# Diseño de sensores diferenciales MOS con amplificación y su aplicación a dosimetría

S. H. Carbonetto<sup>1,2</sup>, J. Lipovetzky<sup>1,2</sup>, M. García Inza<sup>1,2</sup>, L. Sambuco<sup>1</sup>, E. G. Redín<sup>1,2</sup>, A. Faigón<sup>1,2,3</sup>

<sup>1</sup>Laboratorio de Física de Dispositivos-Microelectrónica, Departamento de Física  
Facultad de Ingeniería, Universidad de Buenos Aires  
Buenos Aires, Argentina

<sup>2</sup>Instituto de Ciencias de la Ingeniería (INTECIN)

<sup>3</sup>Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET)  
Buenos Aires, Argentina  
scarbonetto@fi.uba.ar

**Abstract**— Se reporta el desarrollo del diseño y simulación de amplificadores diferenciales para sensores MOS, particularizando en una realización para sensores MOS de radiación. Además de la amplificación, con los circuitos propuestos se persigue esencialmente la compensación frente a variaciones de temperatura y mitigación de similares inestabilidades de distintos orígenes que afectan la lectura en sensores individuales. Los resultados muestran una amplificación considerable de la señal útil y una atenuación de los efectos de la temperatura, disminuyendo los errores inducidos por éstos.

polarización diferente de la que tienen al momento de medir. Dos sensores idénticos (apareados) pero con distinta sensibilidad inducida por la distinta polarización [7] [8], están integrados en la etapa de entrada diferencial de un circuito con amplificación, cuya salida, entonces, rechaza variaciones de modo común inducidas por agentes externos, inestabilidades y derivas en la tensión umbral que se presentan en los sensores individuales.

Los circuitos se han desarrollado para ser implementados en tecnología CMOS debido a:

- i) su bajo consumo;
- ii) que la provisión de pares complementarios provee circuitos de procesamiento más simples y de mejor rendimiento;
- iii) que es hoy la tecnología corriente y más accesible para la fabricación de CIs.

En la sección II se muestran las ideas que guían el desarrollo así como los circuitos resultantes, seguidas en la sección III por las simulaciones correspondientes. Finalmente en la sección IV se resumen los resultados.

## I. INTRODUCCIÓN

Los sensores MOS se utilizan para medir una gran variedad de magnitudes físicas y químicas tan variadas como la presión [1], pH [2] y dosis de radiación ionizante [3], entre otras. Está en la base del funcionamiento de todos ellos la variación de la tensión umbral ( $V_T$ ) del transistor sensor como resultado de la variación de la magnitud a medir. La lectura de la tensión umbral y su traducción a unidades de la magnitud sensada es el objeto de la electrónica que acompaña al sensor para hacer de ello un instrumento. Los sensores MOS presentan la ventaja de su pequeño tamaño y consumo, como también su posibilidad de integración con la electrónica de lectura en las tecnologías de fabricación corrientes de circuitos integrados.

Dos problemas comunes a la familia de sensores MOS son la baja señal proveniente del sensor y las derivas de la tensión umbral con origen extraño a la magnitud a medir, como por ejemplo las que derivan de la variación de temperatura [4] [5].

En el presente trabajo se describe el diseño y simulación de un amplificador diferencial integrado a sensores MOS. Las ventajas de la integración microelectrónica de sensores y circuitos tiene un reconocimiento de larga data [6]. En particular, la integración con sensores MOS tiene la potencial ventaja de conseguir compensación de temperatura *on-chip*, mejora en la *relación señal-ruido*, posibilita el multiplexado de arreglo de sensores sobre el chip, y reduce al mínimo la necesidad de cableado, al extremo de la posible comunicación inalámbrica, para aplicaciones *in-vivo*. Además, en este trabajo se presenta la implementación particular de la mencionada integración para sensores MOS de radiación, la cual presenta la complejidad adicional de requerir una configuración de

## II. DISEÑO DEL CIRCUITO SENSOR

### A. Evolución del sensor

Una forma típica de hacer un relevamiento de la tensión umbral en un sensor MOS consiste en conectar al dispositivo en configuración de diodo, es decir con los terminales de Gate y Drain cortocircuitados, y forzar la circulación de una corriente a través del mismo, como se muestra en la figura 1.a. De esta manera, la tensión que se manifiesta entre los terminales de Gate y Source es una magnitud relacionada con la tensión umbral

$$V_{GS} = V_T + \sqrt{\frac{I_D}{k}} \quad (1)$$

donde  $k = \mu C_{ox} / 2 W / L$ . Asumiendo que tanto la corriente de referencia como los otros parámetros antes mencionados se

This work was supported in part by the the University of Buenos Aires under Grant I037, by the CONICET and by the CSIC. L. Sambuco Salomone holds an UBACyT Grant, S. Carbonetto and M. A. García Inza hold a Peruilh Grant.

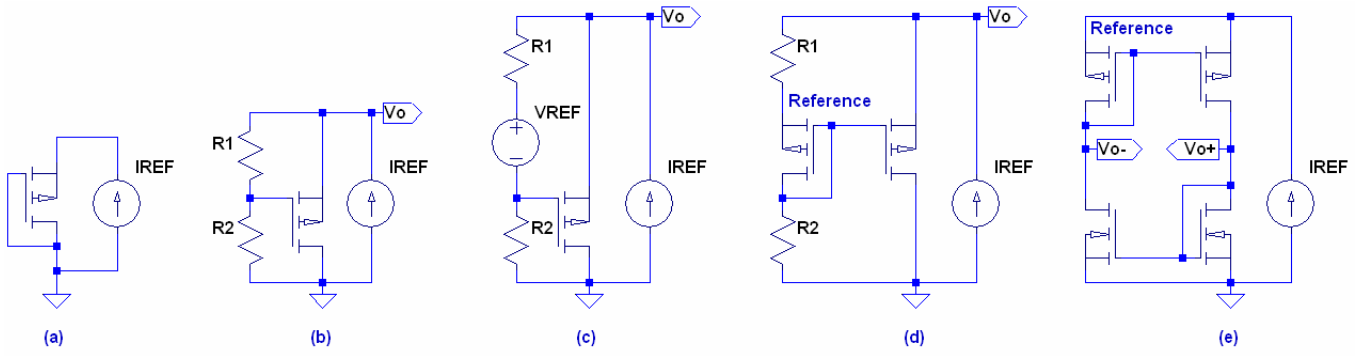


Figure 1. Circuitos esquemáticos de distintas etapas de la evolución de sensores MOS desde (a) circuito estándar hasta (e) propuesta diferencial amplificada.

mantienen constantes en un contexto de medición, los cambios en  $V_{GS}$  revelan las variaciones en  $V_T$

$$\Delta V_{GS} = \Delta V_T \quad (2)$$

La ecuación (1) deja en evidencia los problemas de este esquema de medición, cualquier cambio indeseado en  $V_T$ , así como en los otros parámetros del sensor, se traduce en un error de medición. También queda de manifiesto en (2) que si los cambios en  $V_T$  son pequeños, la señal medida será también pequeña.

El circuito de la figura 1.b muestra una primera modificación al esquema estándar de medición. En lugar de conectar al transistor MOS en configuración de diodo, se agrega una resistencia entre Gate y Drain, y una segunda entre Gate y Source. Esta configuración aprovecha el aislamiento eléctrico en la compuerta del dispositivo MOS, generando un divisor resistivo tal que

$$V_O = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{GS}(I_D) = A_V V_{GS}(I_D) \quad (3)$$

$$\Delta V_O = A_V \Delta V_{GS}(I_D) = A_V \Delta V_T \quad (4)$$

La ecuación (4) muestra que una amplificación en la sensibilidad del circuito sensor es lograda con el agregado de estas resistencias. Sin embargo esta configuración, a pesar de su simplicidad, presenta algunos inconvenientes. El principal de ellos, es que no sólo la sensibilidad es amplificada, sino que también el valor absoluto de la señal, limitando la ganancia del sensor al rango dinámico del instrumento de medición.

Para salvar esta dificultad, se propone una nueva modificación al circuito incorporando una referencia de tensión (figura 1.c) tal que

$$V_O = V_{REF} + A_V (V_{GS}(I_D) - V_{REF}) \quad (5)$$

donde si  $V_{REF}$  es aproximadamente  $V_{GS}$ , la señal de salida se mantiene aproximadamente en  $V_{REF}$ . Además, si la referencia

de tensión se mantiene constante durante la medición, la sensibilidad del sensor responde a (4).

Una posible implementación de la tensión de referencia se muestra en la figura 1.d donde un transistor MOS de iguales características al sensor es usado como referencia. Esta implementación dista de ser una referencia de tensión de características ideales, sin embargo, un análisis del circuito permite entender cómo se comporta frente a desviaciones de la tensión umbral del transistor sensor. Al variar  $V_T$  del transistor sensor, se produce un desbalance de las corrientes que circulan por cada rama del circuito, que alteran las tensiones en todos los nodos internos, no sólo en  $V_O$ . Este comportamiento es similar a aquél de un amplificador diferencial, donde las variaciones en las tensiones  $v_{gs}$  producen un desbalance en las corrientes de cada rama, y así la amplificación diferencial estaba directamente relacionada con la transconductancia de los dispositivos [9] [10]. Con esta idea en mente, se propone una última modificación al circuito, intercambiando las cargas resistivas por cargas activas, y cambiando el nodo de salida del sensor por la salida diferencial.

Este último sensor se muestra en la figura 1.e. Al mantener las tensiones  $V_{GS}$  del sensor y la referencia iguales, las variaciones en  $V_T$  del sensor hacen las veces de la señal de entrada. Esta variación altera la distribución de las corrientes de cada rama, que por la realimentación de la carga activa intentan mantenerse iguales, alterando la tensión en los nodos  $V_{o+}$  y  $V_{o-}$ . De manera similar, si se produce una variación conjunta en las tensiones umbrales del sensor y la referencia, la variación diferencial de los nodos de salida debe mantenerse nula.

En un análisis de pequeña señal de primer orden, una variación en  $V_T$  produce una variación en la corriente de rama:

$$\Delta I_D^{(sensor)} = g_{m1} \Delta V_T \quad (6)$$

Esta corriente es sensada por la copia de corriente (los transistores nMOS en el esquemático de la figura 1.e), que si se encuentran apareados, sus transconductancias son iguales ( $g_{m2}$ ).

$$V_o^+ = \frac{\Delta I_D^{(sensor)}}{g_{m2}} \quad (7)$$

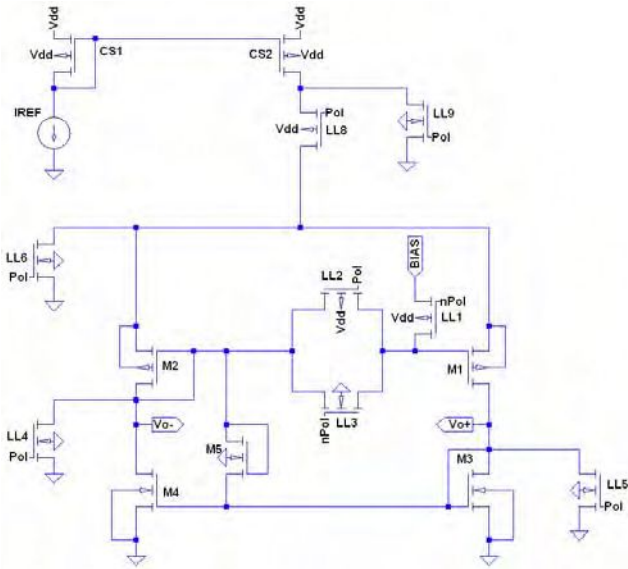


Figure 3. Circuito esquemático completo del sensor diseñado, incluyendo llaves para la conmutación de modo de operación y fuente de corriente externa.

$$\Delta I_D^{(referencia)} = \Delta I_D^{(sensor)} \quad (8)$$

La copia de corriente circula entonces por la resistencia de salida y por la conductancia del transistor de referencia, manifestando una variación en la tensión  $V_o^-$ .

$$V_o^- = \Delta I_D^{(referencia)} (r_{o2} // g_{m1}^{-1}) \quad (9)$$

$$V_o^+ - V_o^- = g_{m1} (g_{m2}^{-1} - (r_{o2} // g_{m1}^{-1})) \Delta V_T = A_V \Delta V_T \quad (10)$$

La ecuación (10) indica que para obtener una elevada ganancia de sensibilidad, es necesario maximizar la transconductancia en los transistores sensor y referencia, la resistencia de salida de la carga activa, y minimizar también la transconductancia de la carga activa. En este análisis se contempló despreciable la resistencia de salida de los transistores sensor y referencia.

### B. Aplicación a dosimetría

El último circuito presentado en la sección anterior basa su funcionamiento en la diferencia en las desviaciones de las tensiones umbrales del transistor sensor y el transistor referencia. Es sabido que la sensibilidad de la tensión umbral de los transistores MOS frente a la radiación ionizante depende del campo eléctrico aplicado en el óxido de compuerta, es decir, de la tensión aplicada entre la compuerta y el resto de los terminales [3] [4] [7]. Por esta razón, el circuito completo debe permitir una conmutación entre “modo de medición” y “modo polarización”, en donde todos los nodos del circuito se conectan a tierra salvo la compuerta del transistor sensor, que debe conectarse a la tensión de polarización. Para esto, también

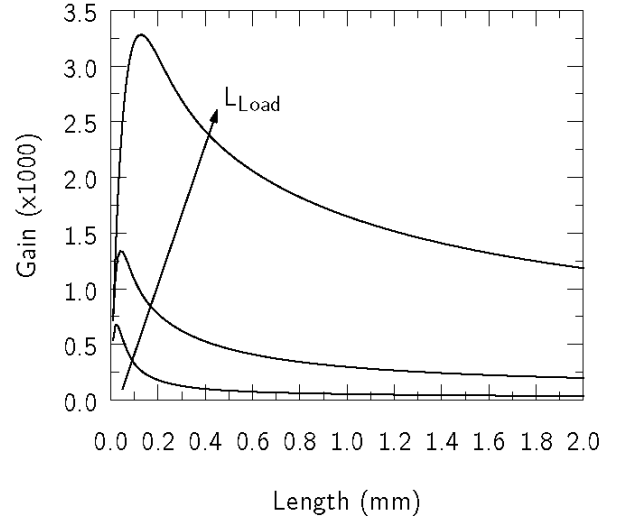


Figure 2. Ganancia del circuito sensor en función del largo de canal del transistor sensor. El largo del canal de los transistores que funcionan como carga activa fue parámetro de simulación. Se observa un tamaño óptimo para  $L = 125 \mu\text{m}$  y  $L_{Load} = 1 \text{ mm}$

es necesario desacoplar los terminales de compuerta del sensor y la referencia.

La figura 2 muestra el circuito esquemático completo del sensor. En la parte superior de la figura, se muestra una copia de corriente (CS1 y CS2) con llaves de activación (LL8 y LL9) que es externa al sensor. M1 es el dispositivo sensor, M2 la referencia, M3 y M4 la carga activa y M5 es un transistor agregado para facilitar el encendido (*start-up*) del circuito. Los transistores LL1-LL6 son las llaves necesarias para realizar la conmutación entre el modo medición y modo polarización mediante las señales Pol y nPol.

### III. RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES

Un primer prototipo del sensor será fabricado en un proceso CMOS estándar de 0.5 micrones. Para validar el circuito se realizaron una serie de simulaciones. En primer lugar, se buscaron las dimensiones óptimas de los dispositivos en cuanto a la ganancia de sensibilidad. El parámetro de simulación fue el área de silicio disponible para el diseño, que se mantuvo constante, dejando una relación inversamente proporcional entre el ancho y largo de los transistores. Según lo analizado en la sección anterior, la relación W/L del sensor y la referencia debe ser máxima para maximizar la transconductancia, aunque simultáneamente debe mantenerse un L también máximo para poder considerar despreciable la resistencia de salida. Por otro lado, los transistores que forman la carga activa deben tener un L máximo para simultáneamente maximizar su resistencia de salida y minimizar su transconductancia. Esto fue corroborado por simulaciones según muestra la figura 3.

Elegidas las dimensiones de los transistores, se realizó una simulación para ver cómo el circuito responde a las variaciones de  $V_T$  del transistor sensor. La figura 4 muestra que el circuito sensor tiene una respuesta aproximadamente lineal, con una ganancia de 3300 veces hasta aproximadamente 280  $\mu\text{V}$  de corrimiento de  $V_T$ . Esta saturación se debe esencialmente a que

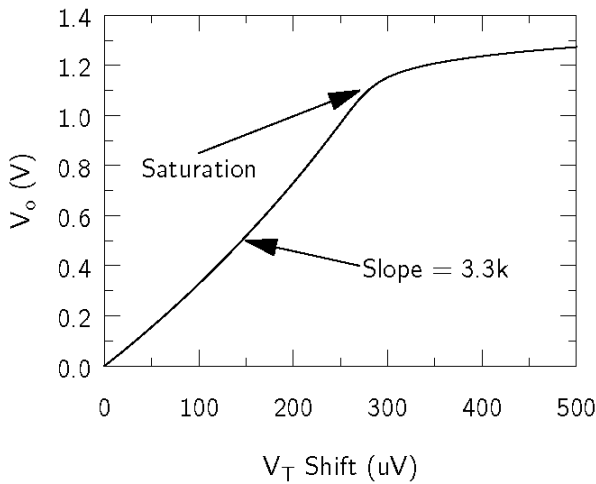


Figure 6. Respuesta del circuito sensor (con las dimensiones analizadas en la Fig. 3) a variaciones de  $V_T$ . Se observa una gran amplificación de la señal y una saturación de la respuesta.

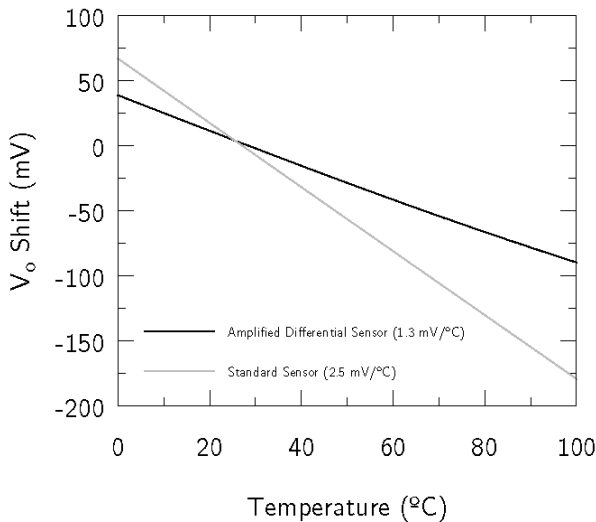


Figure 4. Comparación de la respuesta del sensor MOS estándar y el circuito propuesto a la temperatura para una variación de  $V_T$  de  $100 \mu\text{V}$ . Se observa una disminución del 50% de la sensibilidad a la temperatura por parte del circuito propuesto.

el nodo de Source del sensor y referencia eleva su tensión sacando de régimen a la fuente de corriente. El valor de saturación puede aumentarse sacrificando amplificación de la sensibilidad.

Con una ganancia de sensibilidad más que aceptable, el paso siguiente fue corroborar la compensación frente a variaciones de temperatura. La figura 5 muestra la respuesta a la temperatura del sensor diseñado y del sensor tradicional para un corrimiento de  $V_T$  de  $-100 \mu\text{V}$ . Se observa que la sensibilidad a la temperatura disminuye aproximadamente a la señal, mejorando notablemente la relación entre amplificación de señal deseada y atenuación de señal indeseada.

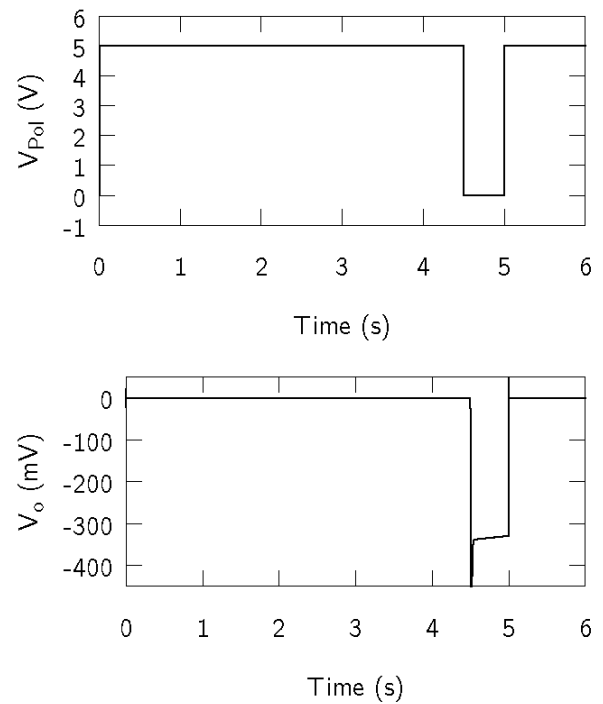


Figure 5. Simulación temporal de un período de medición donde el circuito se encuentra mayormente en modo de polarización. Arriba, la señal de control. A los 4,5 s el circuito pasa al modo medición por 0,5 s. Abajo, la señal de salida para una variación de la tensión umbral de  $-100 \mu\text{V}$ . Se observa que pasado un transitorio inicial, la señal permanece estable y mantiene la amplificación de 3300 veces.

Finalmente, se realizó una simulación en el dominio temporal de la conmutación entre los modos de funcionamiento. El primer gráfico de la figura 6 muestra la señal de control que conmuta entre el modo de polarización en la mayor parte del tiempo, y el modo de medición por 500 ms. En el segundo gráfico se ve como en el modo polarización, la señal de salida es nula, mientras que en modo medición la señal de salida es estable en  $-330 \text{ mV}$ , corroborando la amplificación de 3300 veces ya que la variación en  $V_T$  simulada fue de  $-100 \mu\text{V}$ .

#### IV. DISCUSIÓN Y RESUMEN

En el presente trabajo se propuso un circuito alternativo al uso de transistores MOS como sensores. En particular, se analizó un circuito para ser usado como sensor de radiación ionizante donde es necesaria una conmutación de la topología del circuito para dos modos de operación: Modo de Polarización y Modo de Medición.

Cabe destacar que el circuito es aplicable a otros sensores MOS, no sólo los sensores de radiación ionizante, pero que el mismo basa su funcionamiento en la variación diferenciada de la tensión umbral entre el transistor sensor y el transistor referencia. Por esta razón, es necesario poder lograr una sensibilidad diferenciada para cada transistor, que en el caso de la aplicación de este trabajo se logra mediante una polarización diferente.

Los resultados mostrados en este trabajo muestran una respuesta ideal, donde la variación de  $V_T$  se manifiesta únicamente en el transistor sensor, sin embargo, en la realidad todos los transistores sufrirán corrimiento de la tensión umbral, empeorando el rendimiento del circuito.

Las simulaciones muestran también una atenuación de la respuesta del sensor a la temperatura, cumpliendo el segundo de los objetivos de este trabajo.

Se encuentra en proceso el diseño físico a nivel de Layout del circuito para su futura fabricación y medición, así como también el análisis a nivel esquemático de circuitos alternativos que presenten mayor amplificación y la posibilidad de estabilización mediante un lazo de realimentación. La contraparte de estos nuevos diseños es que precisan una circuitería periférica más compleja para la conmutación de modos de operación.

#### REFERENCIAS

- [1] H. Tanigawa, T. Ishihara, M. Hirata, K. Suzuki, "MOS Integrated silicon pressure sensor", IEEE Trans. Electron Devices, Vol. 32, Issue 7, pp. 1191-1195, Agosto 2005.
- [2] Yuan-Lung Chin, Jung-Chuan Chou, "A novel SnO<sub>2</sub>/Al discrete gate ISFET pH sensor with CMOS standard process", Sensors and Actuators B: Chemical, Vol. 75, Issues 1-2, pp. 36-42, Abril 2001.
- [3] A. G. Holmes, "The space-charge dosimeter: General principles of a new method of radiation detection", Nuclear Instrumentation and Methods, Vol. 121, Issue 1, pp. 169-179, 1974.
- [4] G. Sarabayrouse, S. Siskos, "Temperature effects and accuracy of MOS radiation dosimeters", 7<sup>th</sup> WSEAS International Conference on Microelectronics, Nanoelectronics, Optoelectronics, pp. 26-30, Mayo 2008.
- [5] J. Lipovetzky, E. G. Redín, M. A. García Inza, S. H. Carbonetto, A. Faigón, "Reducing measurements uncertainties using bias controlled cycled measurements in MOS dosimetry at different temperatures", IEEE Trans. On Nuclear Science, Vol. 57, No. 2, pp. 848-853, Abril 2010.
- [6] R. Howe, "Panel discussions", in IEDM Tech. Dig., pp. 529, 1987.
- [7] A. G. Holmes-Siedle, F. Ravotti, M. Glaser, "The dosimetric performance of RADFETs in radiation test beams", IEEE Radiation Effects Data Workshop, pp. 42-57, Julio 2007.
- [8] M. Soubra, J. Cygler, G. Mackay, "Evaluation of a dual bias dual metal-oxide-silicon semiconductor field effect transistor detector as radiation dosimeter", Med. Phys., Vol. 21, No. 4, pp. 257-272, Abril 1994.
- [9] R. J. Baker, "CMOS. Circuit design, layout and simulation", Ed. John Wiley & Sons, 2da edición, 2005.
- [10] B. Razavi, "Design of Analog CMOS Integrated Circuits", McGraw Hill, 1ra edición, 2000.