

Ingeniería Electrónica

Proyecto Final de Carrera

*Diseño y desarrollo de un equipo de
caracterización de ISFET para la medida de
analitos iónicos*

Alumno

Antonio Miró Vicente

Director del proyecto

Dr. Jordi Suñé Tarruella

Bellaterra

Septiembre de 2010

El sotasingnat, Jordi Suñé Tarruella
Professor de l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de la UAB

CERTIFICA:

Que el treball a què correspon aquesta memòria ha estat realitzat sota la seva direcció
per l'Antonio Miró Vicente

I per tal que consti firma la present.

Signat:.....

Bellaterra, 9 de Setembre de 2010



El Dr. Antonio Elduque Terrón, Director General de BioSystems S.A. y co-Director de este Proyecto Final de Carrera realizado por Antonio Miró Vicente en la citada empresa

CERTIFICA

Que este Proyecto Final de Carrera se ha realizado bajo el CONVENIO PARA LA REALIZACION DE PRACTICAS EN EMPRESAS I/O PROYECTO FINAL DE CARRERA suscrito entre BioSystems S.A. y La Universidad Autónoma de Barcelona, Escuela Técnica Superior de Ingeniería con fecha 15 de marzo de 2010.

Que este Proyecto Final de Carrera se ha llevado a cabo según lo acordado en el ANEXO AL CONVENIO Y HOJA DE CONDICIONES PARA EL DESARROLLO DE PROYECTO FINAL DE CARRERA DE LOS ESTUDIANTES DE LA ESCUELA DE INGENIERIA EN BIOSYSTEMS S.A. DURANTE EL CURSO 2009/2010 con fecha 15 de marzo de 2010.

Que tiene conocimiento del contenido de esta memoria, que considera que se ajusta al interés que la empresa BioSystems S.A. tiene por este proyecto y que está de acuerdo con los resultados.

Y para que conste firma dicho certificado en

Barcelona a 6 de Septiembre de 2010

Antonio Elduque Terrón

Director General
BioSystems S.A.

INDICE

1. INTRODUCCION, 9

- 1.1. El Diagnóstico In Vitro, 9
- 1.2. Importancia clínica de los electrolitos, 9
- 1.3. La contaminación cruzada en los analizadores automáticos, 10
- 1.4. Instrumentos manuales y analizadores automáticos, 12

2. ANTECEDENTES, 14

- 2.1. Interés de BioSystems en la medida de electrolitos, 14
- 2.2. Colaboración entre BioSystems y D+T Microelectrónica-CNM, 14
- 2.3. Por qué BioSystems decide utilizar sensores ISFET, 15
- 2.4. Necesidad de instrumentación para la investigación, 16
- 2.5. El simulador de ISFET, 18

3. OBJETIVO DEL PROYECTO, 19

- 3.1. Definición del objetivo, 19
- 3.2. Plan de trabajo, 20
- 3.3. Descripción de la memoria, 21
- 3.4. Condiciones de validación, 23
 - 3.4.1. Del simulador de ISFET, 23
 - 3.4.2. De la Unidad de medida, 23
- 3.5. Consideraciones en la redacción de la memoria, 24

4. MEDIDA DE ELECTROLITOS CON ISFET, 25

- 4.1. Qué es un ISFET, 25
- 4.2. El sistema de fluidos, 26
- 4.3. El problema del encapsulado, 27
- 4.4. Principio de funcionamiento, 30
 - 4.4.1. Característica de salida del MOSFET, 30
 - 4.4.2. Característica de salida del ISFET, 32
- 4.5. Problemas asociados al funcionamiento del ISFET, 35
 - 4.5.1. Corrientes de fugas asociadas al encapsulado, 35
 - 4.5.2. Resistencias parásitas de fuente y drenador, 36
 - 4.5.3. Derivas temporales, 36
 - 4.5.4. Sensibilidad a la temperatura, 36

- 4.5.5. Sensibilidad a la luz, 37
- 4.6. Principio de medida, 38
- 4.7. Relación V_{GS} vs. Concentración, 40
- 4.8. Determinación de la sensibilidad, 43
- 4.9. Determinación de la concentración de una muestra, 44
- 4.10. Medida a I_D constante, 45
- 4.11. Características del ISFET, 48
- 4.12. Polarización, 48
 - 4.12.1. Conexión en fuente común, 49
 - 4.12.2. Conexión en puerta común, 50
 - 4.12.3. Configuración multisensor, 52
 - 4.12.4. Polarización unipolar, 54

5. REQUISITOS DE LA UNIDAD DE MEDIDA, 56

- 5.1. Requisitos metrológicos, 56
- 5.2. Discriminación del potencial electroquímico, 59
- 5.3. Valores de trabajo de V_{DS} e I_D , 60

6. EL SIMULADOR DEL ISFET, 61

- 6.1. Principio de funcionamiento del simulador, 61
- 6.2. Diagrama de bloques, 64
- 6.3. Resolución del simulador, 66
- 6.4. Estrategias de diseño, 66
 - 6.4.1. Tipo de circuito, 67
 - 6.4.2. Alimentación, 67
 - 6.4.3. Referencias de tensión, 67
 - 6.4.4. Generación de tensiones, 68
 - 6.4.5. Sumadores, 70
 - 6.4.6. Etapa de salida, 71
 - 6.4.7. Conectores de salida, 74
 - 6.4.8. Implementación física, 74

7. LA UNIDAD DE MEDIDA, 75

- 7.1. Diagrama de bloques, 75
- 7.2. Canal de medida, 76
- 7.3. Circuito SMU, 77
 - 7.3.1. Principio de funcionamiento, 78

- 7.3.2. Considerando la ganancia real del operacional, 80
- 7.3.3. Caída de tensión del amperímetro, 81
- 7.3.4. Cálculo de R_i para los SMU que polarizan drenador y fuente, 81
- 7.3.5. Cálculo de R_i para el SMU que polarizan el substrato, 82
- 7.3.6. Impedancia del SMU, 83
- 7.3.7. ISFET polarizado por los SMU, 85
- 7.3.8. Circuito completo de un SMU, 87
- 7.3.9. Número de bits del DAC, 88
- 7.3.10. Influencia de las corrientes de polarización, 90
- 7.3.11. Rangos de tensión de polarización del SMU, 91
- 7.3.12. Medición de tensiones del SMU, 95
- 7.3.13. El SMU del electrodo de referencia, 97
- 7.4. El convertidor ADC LTC2448, 98
- 7.5. Construcción física de la Unidad de medida, 99
- 7.6. Microprocesador de control, 100
- 7.7. Comunicaciones, 101
- 7.8. Alimentación, 101
- 7.9. Software de gestión, 102
 - 7.9.1. La máquina de estados, 103
 - 7.9.2. La consola, 107
 - 7.9.3. Los menús, 108

8. RESULTADOS, 109

- 8.1. Resultados del Simulador de ISFET, 109
 - 8.1.1. Resolución y linealidad de las tensiones φ_{s1} y φ_{s2} , 109
 - 8.1.2. Linealidad de la tensión φ_{sg} , 113
 - 8.1.3. Estabilidad, 115
 - 8.1.4. Repetitividad, 116
 - 8.1.5. Retardo del filtro de primer orden, 117
 - 8.1.6. Curva de transconductancia del transistor MOSFET, 117
- 8.2. Resultados de la Unidad de medida, 121
 - 8.2.1. El software, 122
 - 8.2.2. Esquema de validación, 126
 - 8.2.3. Ensayos iniciales de tensión, 127
 - 8.2.4. Ensayos iniciales de corriente, 127
 - 8.2.5. Trazado de curvas de transconductancia, 131
 - 8.2.6. Trazado de curvas de salida, 137

- 8.2.7. Medida del potencial electroquímico, 141
- 8.2.8. Linealidad de la medida del potencial electroquímico, 143
- 8.2.9. Precisión de la medida de corriente, 144
- 8.3. Prototipo del equipo de caracterización, 145

9. CONCLUSIONES, 147

- 9.1. Conclusiones del Simulador de ISFET, 147
- 9.2. Conclusiones de la Unidad de medida, 148

10. PASOS A SEGUIR DESPUES DE ESTE PROYECTO, 151

- 10.1. Sistema de fluidos, 151
 - 10.1.1. Funcionamiento del sistema de fluidos, 152
- 10.2. Unidad de control, 153
 - 10.2.1. Control de fluidos, 154
 - 10.2.2. Sistema termostático, 157
- 10.3. Alimentación, 170

ANEXO1. BIBLIOGRAFIA, 172**ANEXO 2. ESQUEMAS ELECTRONICOS, 173****ANEXO 3. ORGANIZACIÓN DE LA INFORMACIÓN CONTENIDA EN EL CD, 188**

1. INTRODUCCION

1.1. El Diagnóstico In Vitro

Un organismo funciona como una fábrica, necesita materias primas con que fabricar sus productos (colesterol, sodio, calcio), herramientas para hacerlo (hormonas, enzimas) y combustible y comburente para su producción (glucosa, triglicéridos, oxígeno). Así mismo, en este proceso de fabricación se producen residuos que el cuerpo tiene que eliminar (ácido úrico, urea). Para distribuir las materias primas y las herramientas desde los lugares donde se obtienen (intestino, pulmones) hasta los órganos productores (hígado, páncreas) o para eliminar los residuos (riñones) que se generan en el proceso, el sistema de transporte que utiliza el organismo es la sangre. En ella también se halla el sistema de alarma y protección de ataques exteriores (sistema inmunitario).

En la sangre están pues la mayor parte de substancias que recorren el organismo, por lo que su análisis es una importante fuente de información del estado de su funcionamiento. Otros fluidos cuyo análisis aporta información sobre el estado del organismo son, la orina, el líquido cefalorraquídeo o la saliva entre otros.

Extraer una pequeña cantidad de uno de estos fluidos y examinarlo en el laboratorio constituye la base del Diagnóstico In Vitro (en inglés IVD) o análisis clínico. En este Trabajo Fin de Carrera vamos a tratar de la medida electrónica de los iones sodio (Na^+), potasio (K^+) y cloruro (Cl^-) que son algunos de los llamados analitos iónicos o electrolitos.

1.2. Importancia clínica de los electrolitos

El mantenimiento de la homeostasis del agua en el organismo es de vital importancia para la vida. El mantenimiento de la presión osmótica y la distribución del agua en los mamíferos es la principal tarea de los tres electrolitos más importantes: sodio (Na^+) potasio (K^+), cloruro (Cl^-). Además también juegan un papel importante en el mantenimiento del pH y en la regulación del corazón y los músculos. Prácticamente no hay proceso metabólico en que no estén involucrados los electrolitos.

Así pues, parece evidente que unos valores anormales de electrolitos puedan causar desórdenes en el organismo o ser consecuencia de ellos, por lo que la determinación

de sus niveles (“electrolyte profile”) es una de las principales funciones del laboratorio clínico.

Los tres analitos indicados, son pues los más medidos en análisis clínico, bien sea de rutina, en una urgencia o antes o durante una intervención quirúrgica.

Otros electrolitos son también de interés aunque en menor medida, como el calcio, o el litio. Este último no debe estar presente en el organismo salvo en caso de uso terapéutico y es necesario controlar su concentración para ajustar la medicación.

1.3. La contaminación cruzada en los analizadores automáticos

Aunque los electrolitos pueden medirse mediante técnicas cromatográficas en los analizadores automáticos de bioquímica y turbidimetría, se desaconseja este método debido a la facilidad de contaminación de los mismos.

En los analizadores automáticos, las determinaciones se realizan mezclando una porción del alícuota correspondiente¹ a la muestra del paciente bajo análisis con una proporción determinada de un reactivo específico a la sustancia a determinar (glucosa, colesterol, triglicéridos, etc.). Esta mezcla se llama mezcla de reacción y tiene lugar en un pocillo o cubeta de vidrio o plástico que forma parte de un rotor que contiene determinado número de éstas según la velocidad de proceso del analizador. Un analizador automático procesa varias decenas de muestras a la vez.

La reacción entre la muestra y el reactivo (uno o dos reactivos según el tipo de procedimiento de medida) tiene lugar en el interior de estos pocillos o cubetas. El proceso de reacción puede durar hasta 10 minutos y durante este tiempo el analizador va leyendo el valor de absorbancia molecular o la turbidez de cada reacción.

La mezcla de la muestra y del reactivo se realiza mediante cánulas de acero inoxidable adecuado, conectadas a un sistema de dispensación formado por un conjunto de jeringas, válvulas, etc. Todo el circuito fluídico va lleno de agua destilada o solución de sistema (mezcla de agua y determinados tensoactivos que facilitan el movimiento de los líquidos). Según el tamaño y velocidad del analizador (medido en

¹ Un alícuota es una porción de una muestra. Una vez extraída la sangre y centrifugada, se obtiene la fase líquida, el suero. Si este suero se debe utilizar en distintos instrumentos para realizar diversas determinaciones se reparte en alícuotas.

determinaciones por hora) se usan una o varias cánulas para dispensar la muestra y los reactivos.

La contaminación cruzada es el fenómeno que se produce por el hecho que una cánula dispensa distintas muestras y/o reactivos y restos de una dispensación pueden cruzarse con la siguiente. Este fenómeno puede darse entre muestras, entre reactivos y entre muestras y reactivos según la configuración del analizador. También puede darse en el interior del pocillo de reacción si este, como suele ser habitual, se reutiliza mediante un proceso de lavado de forma continua.

Para minimizar los efectos de contaminación, las cánulas son lavadas por dentro y por fuera de forma automática entre dos dispensaciones consecutivas y los pocillos se lavan con un exhaustivo proceso que tiene de 4 a 10 pasos según el analizador y que garantiza la mínima contaminación. Algun analito a medir puede utilizarse como componente de un reactivo (cosa que no es infrecuente) con una concentración varios órdenes de magnitud superior. Cuando un reactivo de estas características se usa antes de medir dicho analito, el resultado de la medida puede verse muy afectado por las trazas que hayan quedado en la cubeta de la reacción anterior.

Por ello a los analizadores se les puede programar una tabla de contaminaciones para que al realizar la ordenación de la lista de trabajo, no pongan de forma consecutiva aquellas reacciones que presentan entre ellas alta contaminación cruzada.

Se ha querido exponer con detalle este fenómeno porque los analitos iónicos (electrolitos) son muy sensibles a la contaminación. Por otro lado el sodio, el potasio y el cloruro, que como se ha explicado en el apartado anterior son fundamentales en la mayoría de procesos metabólicos del organismo, a diferencia de otros analitos cuya variabilidad biológica puede ser muy grande, la suya es muy pequeña y unos pocos puntos porcentuales puede comportar un grave desajuste del funcionamiento del organismo sino la muerte. Por ello es especialmente importante la exactitud de su cuantificación y la contaminación cruzada tiene una relevancia mayor que en otros analitos.

Para evitar estos problemas, los analizadores de bioquímica suelen ir equipados con los llamados módulos de medida de iones o módulos ISE (Ion Selective Electrode) que mediante técnicas generalmente de pontociometría sirven para medir exclusivamente los analitos iónicos de forma separada del resto de analitos, minimizando de esta manera las contaminaciones.

1.4. Instrumentos manuales y analizadores automáticos

Podemos dividir los instrumentos comerciales para la medida de electrolitos mediante electrodos de membrana selectiva en dos grandes grupos: los equipos manuales y los módulos utilizados en los analizadores automáticos.

La determinación de estos analitos se puede llevar a cabo en diversos ámbitos. En el caso de los análisis de rutina, se realizan en los laboratorios de análisis bien sean privados o del sistema sanitario público si el país lo tiene. Los laboratorios de países de primer mundo – con mano de obra cara, fuerte capacidad inversora, planes de salud pública y buenos sistemas de comunicación entre los núcleos de población – tienen por lo general un número reducido de grandes laboratorios muy automatizados que concentran muestras procedentes de varios centros de extracción y realizan las determinaciones con grandes analizadores automáticos que incluyen un módulo de análisis de electrolitos o modulo ISE generalmente con electrodos para Na^+ , K^+ y Cl^- .

En países en vías de desarrollo (Sudamérica, países del este de Europa, sudeste asiático, países Árabes etc.), que son países con mano de obra más barata, baja capacidad inversora, una población dispersa y menor facilidad de transporte, abundan los pequeños laboratorios privados, con pocos recursos que procesan las muestras localmente de forma manual. En este último caso, si bien cada vez se van introduciendo más los pequeños y medianos analizadores automáticos que en algunos casos pueden equipar de forma opcional un módulo ISE, los laboratorios disponen de instrumentos manuales tanto para las medidas cromatográficas – fotómetros – como para los electrolítos.

Ya hemos apuntado la criticidad del equilibrio iónico en el organismo. La necesidad de su medición como parte de una analítica de urgencia en un hospital, en un preoperatorio o durante una intervención quirúrgica, hace que departamentos de urgencias o quirófanos estén equipados con equipos manuales de lectura de electrolitos.

Por lo general las unidades lectoras de los analizadores son las mismas que las usadas en los instrumentos manuales constituyendo el núcleo del equipo de medida. Sin embargo, en equipos manuales encontramos unidades lectoras de mayor número de electrolitos como calcio, litio, oxígeno en sangre, CO_2 y otros, que por ser menor su solicitud de determinación no compensa que estén instalados en analizadores

automáticos. Así estos equipos manuales pueden servir de soporte a los analizadores en grandes centros.

2. ANTECEDENTES

2.1. Interés de BioSystems en la medida de electrolitos

Biosystems a lo largo de sus casi 30 años de historia ha desarrollado una red comercial que abraza un centenar de países a los que exporta el 95% de su producción. El 65% es de bioquímica - entre reactivos e instrumentos – y está dirigida a los análisis de rutina – colesterol, triglicéridos, glucosa, etc. – que incluye la determinación de electrolitos.

En 1995 BioSystems entró en contacto con D+T Microelectrónica, empresa gestora de la sala blanca del Instituto de Microelectrónica de Barcelona-Centro Nacional de Microelectrónica (IMB-CNM) y se interesó por el desarrollo que este centro llevaba a cabo sobre sensores de pH y analitos iónicos basados en ISFET viendo en esta nueva tecnología una vía de entrada en este sector con producto propio y diferenciado del existente en el mercado – los electrodos selectivos de iones o ISE – y que encajaba con su red comercial.

Pero el camino a recorrer era largo. Era necesaria una serie de desarrollos tecnológicos y productivos para convertir aquella idea en un producto comercial competitivo. Por otro lado BioSystems, inmersa en un fuerte crecimiento tanto tecnológico como comercial, apostaba fuertemente por el desarrollo de analizadores automáticos de tamaño pequeño y mediano que le absorbía todo su potencial de I+D. Por ello, el avance en el desarrollo de los sensores basados en ISFET ha sido lento y discontinuo.

2.2. Colaboración entre BioSystems y D+T Microelectrónica-CNM

En 1999 BioSystems decide iniciar trabajos de investigación para la aplicación de los ISFET en la determinación de analitos iónicos en Diagnóstico In Vitro. Para ello subscribe con D+T Microelectrónica-CNM el primer contrato de colaboración que tendrá una duración de dos años y deberá concluir con la obtención de membranas adecuada para que el ISFET, básicamente sensor de pH, puede ser selectivo a los iones básicos Na^+ K^+ y Cl^- . El proyecto se lleva a cabo con éxito y se decide continuar con un segundo proyecto para el desarrollo de nuevas membranas.

Después de este primer proyecto BioSystems considera de interés para su futuro colaborar estrechamente con D+T Microelectrónica-CNM por lo que solicita formar

parte de D+T con una participación del 3%. El 7 de Junio de 2001 la asamblea de socios de D+T admite a BioSystems como socio de pleno derecho.

En 2002 se subscribe el segundo contrato de un año y medio de duración para extender la aplicación de los sensores ISFET a la medición de iones Ca^{++} y Li^+ .

Este proyecto también se llevó a cabo satisfactoriamente. Sin embargo quedó pendiente un problema importante. D+T Microelectrónica-CNM vendía sensores ISFET en pequeñas cantidades y utilizaba un proceso de encapsulado manual y diseñado para sustituir los electrodos de pH que se sumergen en un recipiente que contiene la solución a medir. Este proceso manual de encapsulado era caro y poco útil para un sistema multisensor que solo dispone de unas decenas de microlitros para realizar la determinación.

Quedaba pues pendiente un problema, diseñar un encapsulado que fuera útil para el tipo de instrumento que se necesitaba, además de su facilidad de fabricación y bajo coste. Tras algunos intentos por parte de BioSystems y por las razones antes expuestas, se pospuso este proyecto.

Hacia 2007 se planteó de nuevo la posibilidad de continuar con el proyecto y hacer frente al problema del encapsulado, pero no es hasta Marzo 2010 cuando se firma un nuevo contrato con D+T microelectrónica-CNM para resolver este problema.

2.3. Por qué BioSystems decide utilizar sensores ISFET

Como ya hemos expuesto más arriba, la medida de iones está ligada a la bioquímica. BioSystems decidió hace 15 años seguir el camino del desarrollo de su propia línea de analizadores, pequeños al principio pero con la idea de abarcar equipos de mayores prestaciones a medida que su experiencia se lo permitiera. Aunque en los primeros analizadores no se preveía el uso de un módulo lector de iones, se sabía que en modelos superiores este sería imprescindible. El número de módulos comerciales existentes en el mercado es muy limitado, de hecho la mayoría de equipos de la competencia montan un mismo módulo de la casa MEDICA - figura 1 - lo que le da a esta empresa el control del mercado, hace que su precio sea alto y no representa una ventaja diferencial competitiva para quién lo utiliza.

Por este motivo BioSystems decidió desarrollar su propio módulo lector y eligió los ISFET como elemento diferenciador. Lamentablemente el esfuerzo a realizar era notable y no dio prioridad a este proyecto si bien tampoco lo abandonó.

Tecnológicamente los ISFET tienen ventajas e inconvenientes. Fabricados en cantidades masivas, como todo semiconductor es económico si se resuelve su posterior manipulación, el encapsulado, que incluye la fijación de la membrana selectiva y la conducción del fluido a medir hasta ella. Sin embargo, como la vida de un sensor debe ser como mínimo la misma de un electrodo selectivo ISE – unos seis meses – y dado que el mercado del IVD no es de gran consumo, estas cantidades masivas de producción no pueden darse. El resultado final es que difícilmente se puede conseguir un producto más barato que el actual en el mercado, aunque si se prevé llegar a un coste similar.



Figura 1: Modulo ISE de la casa MEDICA

Las ventajas de los ISFET hay que encontrarlas en sus características técnicas, especialmente en su baja impedancia y en su velocidad de lectura que es una consecuencia de la anterior. Un electrodo ISE tiene un tiempo medio de lectura de unos 55 segundos mientras que con un ISFET se puede conseguir un tiempo de unos 15 segundos. Esta reducción puede ser muy importante en un analizador automático puesto que a igual coste del sensor puede multiplicar casi por cuatro el número de muestras leídas por unidad de tiempo, lo que es muy atractivo para el usuario.

Por todo lo dicho BioSystems decidió apostar por los ISFET como la base sobre la que desarrollar su propio sistema de medición de electrolitos.

2.4. Necesidad de instrumentación para la investigación

Al plantear el tercer proyecto de investigación en colaboración con D+T Microelectrónica-CNM, se vio la necesidad de disponer de un instrumento de investigación específico para la caracterización de los ISFET una vez encapsulados ya que una parte muy importante de este proceso, como ya se ha dicho, es la fijación de

la membrana que le confiere la característica de selectividad a un determinado ión y el transporte de los fluidos hasta ella.

Como una vez resuelto el encapsulado, para obtener un producto comercial, va a ser necesario desarrollar una electrónica para el módulo lector, se vio la idoneidad de diseñar un instrumento de precisión que permitiera caracterizar los sensores basados en ISFET durante el diseño y pruebas de su encapsulado y que a la vez sirviera de plataforma de ensayo de un circuito de medida que después pudiera aplicarse a un módulo comercial.

Este instrumento estará basado en el diagrama de bloques que se representa en la figura 2.

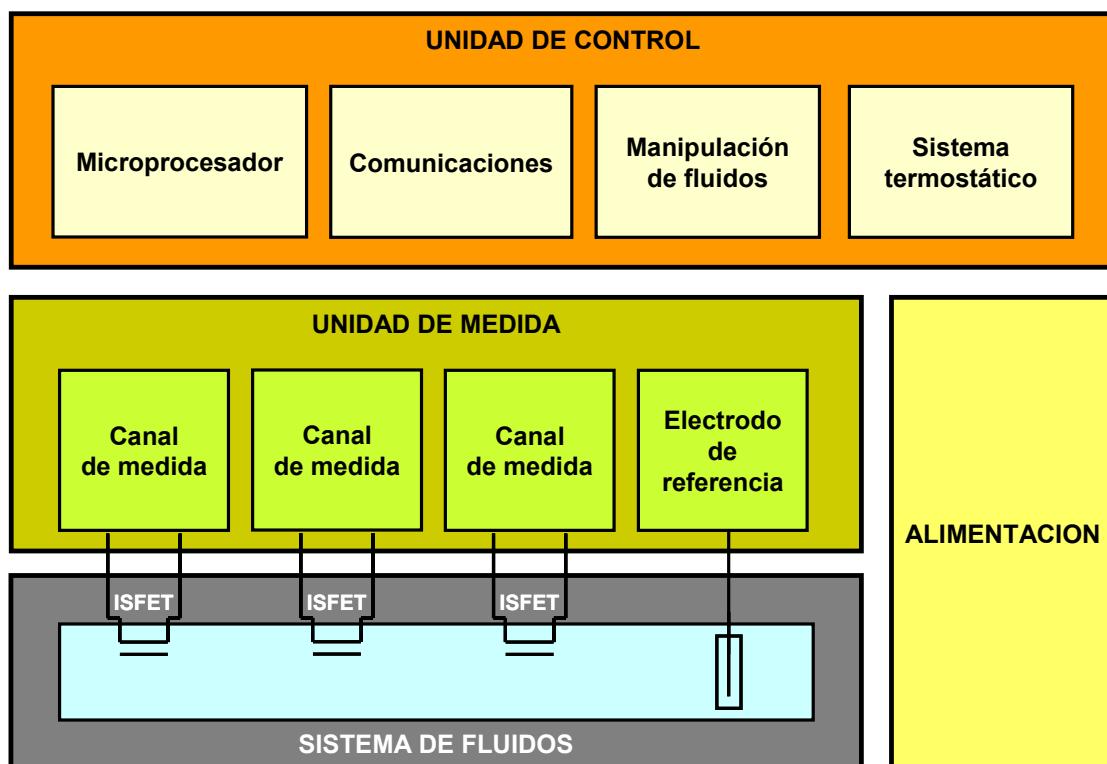


Figura 2: Diagrama de bloques del equipo de caracterización de ISFET

La parte esencial de este instrumento es la Unidad de medida que está formada por la electrónica necesaria para polarizar los ISFET y medir sus corrientes, pudiendo a partir de ellas y mediante los algoritmos adecuados determinar la concentración de los iones. Esta unidad estará controlada por un microprocesador que se ubicará en la Unidad de control donde también habrá otros circuitos destinados al control de elementos auxiliares necesarios para el manejo de los fluidos.

2.5. El simulador de ISFET

La Unidad de medida, debe cumplir unos requisitos determinados para su propósito. Para comprobar el cumplimiento de estos requisitos no podemos utilizar los propios ISFET que se van a investigar ya que de hacerlo tendríamos dos incógnitas, la de la electrónica y la de los ISFET, lo que no nos permitiría saber en caso de fallo, cual es el origen.

Para poder desarrollar la Unidad de medida, debemos disponer primero de un elemento de referencia que se comporte como un ISFET y que nos permita tener la garantía que aquello a lo que conectamos el circuito bajo diseño funciona correctamente. Por eso lo primero que debemos hacer es desarrollar un simulador de ISFET que una vez conectado a la Unidad de medida, ésta lo vea igual que vería un ISFET.

Este simulador será una unidad independiente, que hay que diseñar y poner en marcha previamente.

3. OBJETIVO DEL PROYECTO

3.1. Definición del objetivo

El objetivo de este Proyecto Final de Carrera es el diseño y desarrollo de la Unidad de medida para el equipo de caracterización de ISFET planteado en el capítulo anterior y del Simulador de ISFET necesario para su verificación.

La Unidad de medida se diseñará para poder conectar tres sensores ISFET y el electrodo de referencia. La circuitería y el software de control para un ISFET configuran un Canal de medida. Los tres canales de medida son iguales. En el marco de este proyecto solo se montará un Canal de medida el cual se pondrá en marcha y verificará con la ayuda del simulador de ISFET, así como el circuito de polarización del electrodo de referencia.

Un canal de medida constará de tres circuitos SMU (Source & Mesurement Unit) que permitirán polarizar cada terminal del ISFET (drenador, fuente y substrato) y medir la corriente que circula por cada uno de ellos. Cada SMU estará formado por una fuente de tensión programable y el conjunto de circuitos necesarios para su aplicación al terminal correspondiente y para la medida adecuada de su corriente.

Los circuitos de la Unidad de medida estarán controlados por un microcontrolador que contendrá el software necesario para su gestión y que a la vez estará conectado mediante un canal serie RS-232 con un PC desde el que se gestionará el instrumento.

El Simulador de ISFET será un equipo que, conectado al Canal de medida, será visto como un ISFET es decir, aportará las mismas magnitudes de tensión y corriente y permitirá su variación en los mismos rangos que lo haría la variación de concentración de un ión.

Una vez desarrollada la Unidad de medida objetivo de este proyecto, BioSystems continuará desarrollando el equipo de caracterización de ISFET. El prototipo de este equipo se muestra en el diseño de CAD de la figura 3 en donde pueden verse, indicados en amarillo, los módulos que son objeto de este Proyecto Final de Carrera.

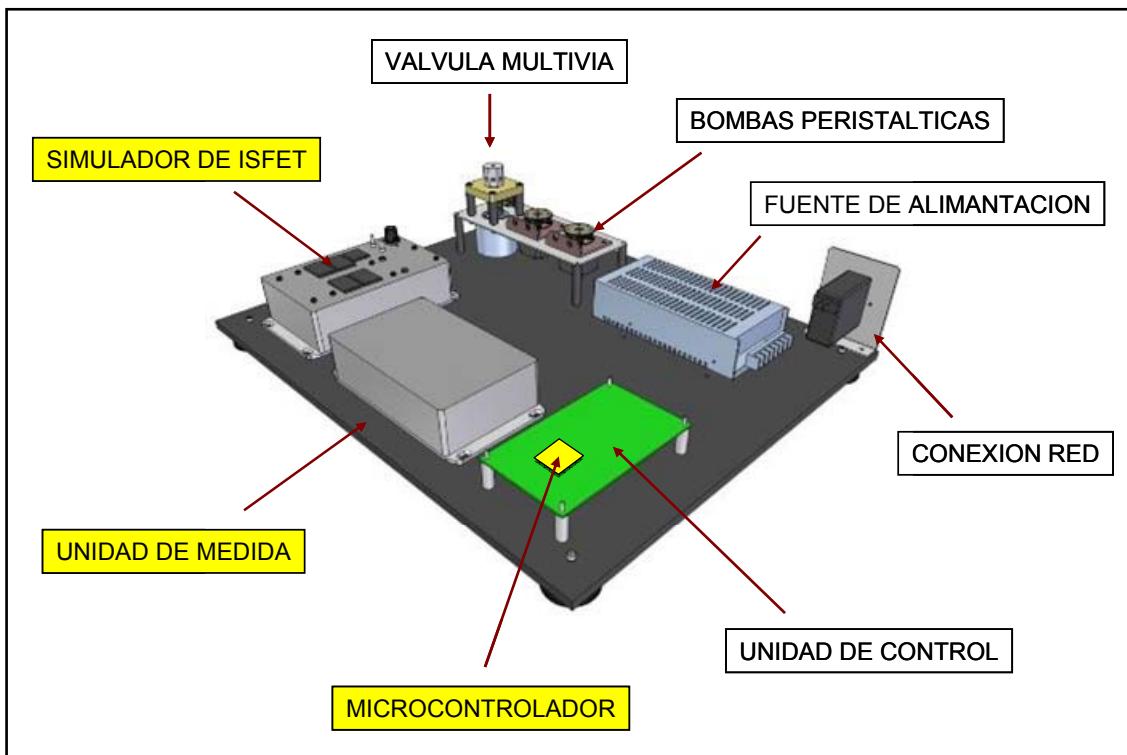


Figura 3: Diseño en CAD del prototipo del equipo de caracterización de ISFET

3.2. Plan de trabajo

Este objetivo se llevará a cabo según el Plan de Trabajo descrito a continuación y basado en actividades, cada una de las cuales comprende una determinada tarea.

ACTIVIDAD 1

Recopilación de información, tomando como base tanto los informes de D+T Microelectrónica-CNM iniciales sobre el desarrollo de los ISFET, como los informes derivados de los proyectos concertados entre BioSystems y D+T Microelectrónica-CNM.

Forma parte de esta actividad la recopilación de la información de los equipos de la competencia, sus especificaciones, etc. Este estudio puede verse en la documentación complementaria *Equipo de la competencia*, en el CD del proyecto (ver anexo 3).

ACTIVIDAD 2

Estudio de la aplicación de los ISFET como sensores cuantitativos de analitos iónicos. Análisis de la problemática del encapsulado. Estudio de los principios de

funcionamiento y de cómo adaptar los ISFET para esta función. Estudio de la metodología de polarización de los sensores. Definición de requisitos metrológicos.

ACTIVIDAD 3

Diseño de la electrónica del Simulador de ISFET y de la Unidad de medida. Se parte de la definición de requisitos, se definen sus partes constituyentes, se realizan los cálculos correspondientes y se diseñan los circuitos hasta llegar a los esquemas electrónicos y a un conjunto de diseños de elementos físicos que han de constituir el prototipo de laboratorio – figura 3.

ACTIVIDAD 4

Fabricación, montaje y verificación de los circuitos impresos. Construcción de los subconjuntos del prototipo, cajas blindadas mecanizadas, alimentación y etc.

ACTIVIDAD 5

Desarrollo y puesta en marcha del software de gestión de la Unidad de medida, utilizando el Simulador de ISFET como herramienta que nos permita variaciones de magnitud como medio para verificar el software que se va escribiendo hasta conseguir los objetivos planteados.

ACTIVIDAD 6

Confección de la memoria del proyecto, anexos e información complementaria.

3.3. Descripción de la memoria

Esta memoria se plantea de forma gradual, desde los conceptos básicos del diagnóstico pasando por los principios necesarios, la definición de característica, el desarrollo de herramientas y el diseño del equipo objetivo de este proyecto.

En el capítulo 1 se presenta una introducción que nos da una pincelada de que es el análisis clínico, para pasar luego a plantear la importancia del análisis de los analitos iónico o electrólitos para la salud de los organismos vivos. Se plantean a continuación las razones por las que este tipo de analitos precisan de un método de medición propio y finalmente se apunta el tipo de instrumentos que hay en el mercado.

En el capítulo 2 se resumen los antecedentes que llevaron a la colaboración de BioSystems con D+T Microelectrónica-CNM y se relacionan los proyectos que se llevaron en común. Se plantea así mismo el interés de BioSystems por el uso de los

ISFET como vía para tener un equipo propio de medición de electrolitos y como esta decisión plantea la necesidad de un instrumento específico para su desarrollo.

En el capítulo 3 se describe el objetivo de este proyecto, el plan para llevarlo a cabo y las condiciones de validación del mismo. Se describe como está planteada la memoria y finalmente se exponen algunas consideraciones que se han tenido en cuenta en la confección de la misma.

El capítulo 4 aborda en profundidad el uso de los ISFET como sensores cuantitativos de analito iónicos. Se detalla lo que es un ISFET, se compara con el método actual de electrodos ISE y se expone la dificultad que supone su encapsulado para que los fluidos que contienen los iones a medir puedan ponerse en contacto con la membrana sensora sin interferir en el circuito del ISFET. Se detalla el principio de funcionamiento que hace que un ISFET pueda leer el potencial electroquímico que se desarrolla en la interfase entre él y el fluido a medir y los problemas derivados de la realidad no ideal del dispositivo.

A continuación se expone el principio de medida, la relación entre las tensiones del ISFET y la concentración iónica, la determinación de la sensibilidad del sensor, el método de medida de una concentración problema y el método de polarización eléctrica que se precisará para el funcionamiento de los sensores. Finalmente se exponen las características obtenidas por D+T Microelectrónica-CNM, de los ISFET como sensores de pH.

Una vez llegado a este punto se tienen las bases para iniciar el trabajo de diseño de la Unidad de medida. Tan solo queda determinar los requisitos metrológicos, es decir especificar los rangos de medida que queremos conseguir en este equipo. Esto se lleva a cabo en el capítulo 5 en el que se determinan los rangos y las resoluciones de las concentraciones de los iones a medir y lo que eso significa en valores mínimos de tensión y corriente que la unidad debe discriminar.

El capítulo 6 se dedica íntegramente al diseño del Simulador de ISFET. Se expone el principio de funcionamiento, su diagrama de bloques, las estrategias de diseño, se determinan los rangos y resoluciones de la señal de simulación, los circuitos utilizados y la implementación física.

El Objetivo central de este trabajo se aborda en el capítulo 7 con el diseño de la Unidad de medida. Se presenta su diagrama de bloques y se entra en profundidad en el concepto y diseño de los circuitos que polarizan y realizan las medidas de los sensores ISFET, los Canales de medida.

Cada Canal de medida consta de tres SMU (Source & Measurement Unit). Es este punto se entra en un análisis pormenorizado del cálculo y diseño de estas unidades básicas. En este capítulo se exponen también el microcontrolador utilizado, el sistema de comunicación con el PC y con la Unidad de medida y se explica la estructura básica del software implementado.

En el capítulo 8 se exponen los resultados del proyecto en dos apartados, uno para el Simulador de ISFET y otro para la Unidad de medida sobre la que se ha verificado un Canal de medida utilizando el simulador.

En el capítulo 9 y a partir de los resultados del capítulo 8, se exponen las conclusiones del proyecto.

En el capítulo 10 se exponen los pasos que se van a seguir para dar continuidad a este proyecto, adjuntando algunos circuitos ya diseñados para el control de elementos auxiliares para el manejo de fluidos y que se ha aprovechando para incluirlos en la placa del microcontrolador avanzando así la Unidad de control.

3.4. Condiciones de validación

A continuación se indican cuales van a ser las condiciones con las que se van a validar los objetivos de este proyecto.

3.4.1. Del simulador de ISFET

Para validar el Simulador de ISFET se comprobará la linealidad de las tensiones generadas, su estabilidad a corto y largo plazo, su repetitividad (precisión) y su curva de transconductancia. Se validarán también aquellas otras características que se determinen en el transcurso de su diseño.

3.4.2. De la Unidad de medida

Para validar la Unidad de medida se van a realizar, haciendo uso del software desarrollado, ensayos sobre la generación de tensiones y medición de corrientes de los SMU, el trazado de curvas de transconductancia y de salida usando el simulador y

para varios potenciales electroquímicos simulados, la veracidad de la medida de estos potenciales electroquímicos y el estudio de la precisión de la medida de corrientes. Se validarán también aquellas otras características que se determinen en el transcurso de su diseño.

3.5. Consideraciones en la redacción de la memoria

Al redactar esta memoria se han tenido en cuenta algunas consideraciones que creemos interesante destacar.

- 1) Se utiliza siempre que es posible nomenclatura en español como norma para evitar mezcla de expresiones y obtener un texto unificado. Así por ejemplo en el ISFET o en el transistor MOSFET, hablamos de fuente o de puerta en lugar de source o gate.
- 2) En la simbología de magnitudes se utilizan las siglas habituales en inglés por ser más conocidas y evitar confusión. Así por ejemplo para la tensión drenador fuente escribimos V_{ds} .
- 3) En la expresión de corrientes, en especial en el ISFET o en el transistor MOSFET usamos una única letra de subíndice. Así la corriente de drenador la expresamos como I_d y no I_{ds} como es habitual. Ello es debido a dos razones, una de tipo conceptual y otra de tipo práctico. Conceptualmente, así como una tensión se mide entre dos puntos y parece lógico indicar con subíndices entre que puntos se mide, la corriente se mide en un nodo es decir en un único punto. A nivel práctico, este proyecto pretende estudiar los efectos que presenta el encapsulado sobre los ISFET y uno de estos efectos es la fuga de corrientes. De este modo la corriente del drenador no tiene por que ser igual a la de la fuente y de ahí que haya que distinguir la I_d de la I_s .
- 4) En los acrónimos como ISFET o LED, no se expresa el plural añadiendo una s como LEDs o ISFETs. Se ha preferido utilizar el mismo acrónimo en singular que en plural. Así diremos “el LED” o “los LED”.
- 5) En los cálculos expuestos en esta memoria en los que intervienen valores de características de componentes, como por ejemplo amplificadores operacionales, se han utilizado solo los valores típicos (salvo indicación contraria) por ser más representativos.

4. MEDIDA DE ELECTROLITOS CON ISFET

En este capítulo se presenta una visión general del ISFET como sensor de iones y la problemática que representa ponerlo en contacto con el fluido en que se hallan disueltos. En él se exponen su principio de funcionamiento y sus características metrológicas que más adelante necesitaremos para diseñar el circuito de medida.

4.1. Qué es un ISFET

Un ISFET es un dispositivo basado en un transistor MOSFET en el que se ha modificado su estructura de puerta. Sobre un substrato semiconductor se forman por difusión o implantación las zonas de fuente y drenador y sobre la zona del canal se hace crecer el óxido delgado de puerta. La diferencia estriba en que encima del óxido, en lugar de metal o polisilicio (que forma la estructura M-O-S en un MOSFET), se deposita una membrana inorgánica sensible a los iones H^+ como por ejemplo nitruro de silicio (Si_3N_4) de tal manera que el dispositivo es sensible al pH.

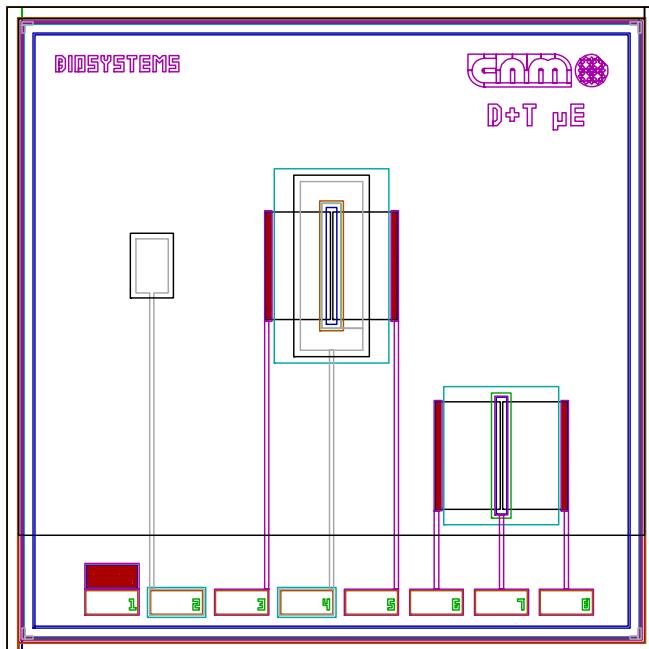


Figura 4: Layout del dato del ISFET diseñado por D+T-CNM para Biosystems

La membrana inorgánica atrapa los iones H^+ y las cargas que se acumulan en ella forman un campo eléctrico que modula la corriente del canal. **Podemos pues decir que un ISFET es un transistor de efecto de campo cuyo voltaje umbral es dependiente de la concentración de iones de la solución que está en contacto con la puerta.** Su principio de funcionamiento se explica con más detalle en el apartado 4.4.

Posteriormente, mediante membranas selectivas a diferentes iones, podrá convertirse este sensor de iones H^+ en sensor de concentración de diversos electrolitos.

En la figura 4 puede verse el layout del dato del ISFET desarrollado para BioSystems en el primer proyecto convenido con D+T Microelectrónica-CMN. En él, además del

ISFET puede verse (margen inferior derecha) un MOSFET con la misma geometría que el ISFET (centro) pero con acceso eléctrico a la puesta que ésta si es de metal. Como se explicará más adelante, este MOSFET será utilizado para realizar el Simulador de ISFET.

4.2. El sistema de fluidos

Una forma habitual de medir el pH o la concentración de un ión en una solución es sumergiendo en la misma un par de electrodos que forman un circuito electroquímico - figura 5. Uno de ellos será un electrodo de referencia y el otro el electrodo sensible al ión que se quiere medir (H^+ , Na^+ , Cl^- , etc.). Este procedimiento sin embargo, no es útil para el tipo de instrumento de medida que se precisa en un analizador automático o un equipo manual de laboratorio clínico. Una vez centrifugada la sangre para separar las células del suero, solo se dispone de unos pocos mililitros de éste para realizar las determinaciones (glucosa, triglicéridos, etc.). Aunque el número medio de determinaciones que se suelen hacer a un paciente es de seis, es posible que a alguno en particular se le practiquen bastantes más. Para cada una hará falta una pequeña cantidad de suero.

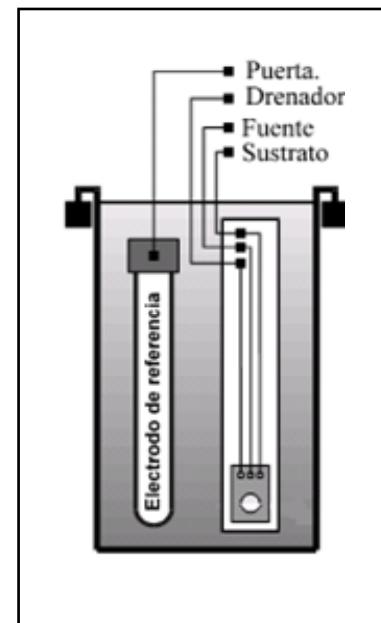


Figura 5: Pareja de electrodos sumergidos en el fluido a medir

En un analizador la cantidad media de suero utilizada para una determinación es de unos $300 \mu L$ (tres determinaciones por mililitro). Además el proceso de extracción de sangre, se realiza en tubos que se usan directamente para la centrifugación y el procesado. Estos tubos son de entre 13 y 16 mm de diámetro y su tamaño y ubicación en los analizadores hacen que sea imposible introducir un sensor en su interior para la lectura. En caso de muestras pediátricas la cantidad de sangre extraída es aún mucho menor.

Como también se verá más adelante, estos sensores deben calibrarse frecuentemente y el calibrador es un producto caro del que se procura gastar la cantidad más pequeña posible.

Es pues preciso que el sensor este montado en un sistema que permita realizar la medida con una cantidad muy pequeña de fluido.

4.3. El problema del encapsulado

Como se ha dicho más arriba, es la membrana de nitruro de silicio la que atrapa las cargas del ión H^+ y crea el campo eléctrico que modula el canal. Será pues necesario poner en contacto el fluido a medir con esta membrana, que es solo una pequeña parte de la superficie del dado de silicio ($0,2 \text{ mm}^2$), sin que el resto del mismo esté en contacto con el fluido. Para los sensores de iones distintos del H^+ será además necesario cubrir esta superficie con una membrana de unos $0,3 \text{ mm}$ de espesor selectiva al ión correspondiente. El proceso de aislar el dado de silicio del fluido, excepto la superficie electroactiva y cubrir ésta con la membrana selectiva es el proceso de encapsulado.

En su diseño original los sensores ISFET desarrollados en el IMB-CNM estaban pensados para sustituir los electrodos de vidrio que se introducen en la solución a medir. En la figura 5 podemos ver esquemáticamente un ISFET y un electrodo de referencia introducidos en una solución.

Para esta aplicación el proceso de encapsulado consiste en adherir el dado del ISFET a una tira de circuito impreso y soldar mediante hilo los terminales del mismo a las pistas del circuito. Después, dado y circuito impreso se protegen con una resina polimérica y mediante un sistema fotolitográfico, se practica un orificio en la misma que deja al descubierto la puerta.

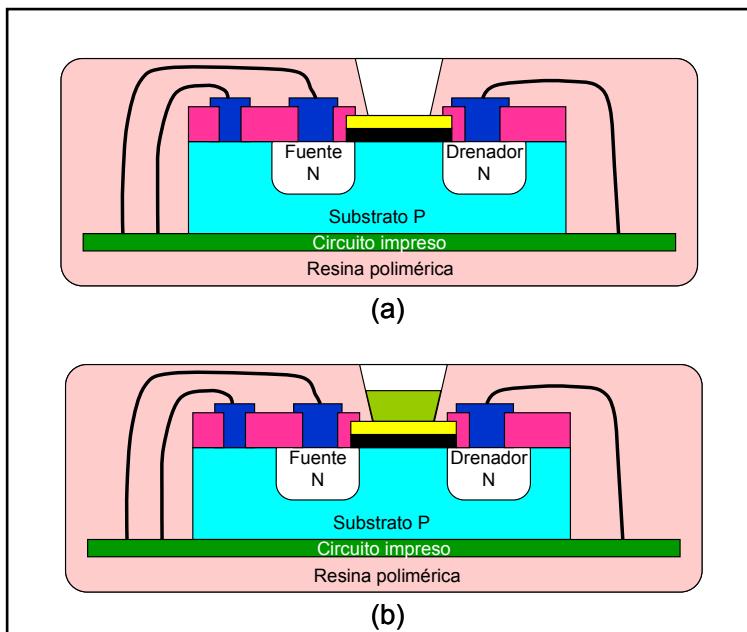


Figura 6: Cortes de un ISFET según encapsulado diseñado por CNM (a) sin membrana polimérica, (b) con dicha membrana

En la figura 6 se pueden ver dos cortes de esta configuración. En el corte (a) el orificio practicado deja libre la membrana de nitruro de silicio (representada en color amarillo) para que pueda entrar en contacto con la solución del recipiente donde se sumerja. En el corte (b) se puede ver que se ha depositado encima de la membrana de nitruro de

silicio otra selectiva al tipo de ión que se quiera medir (representada en color verde). En la figura 7 vemos una implementación práctica de este sistema.

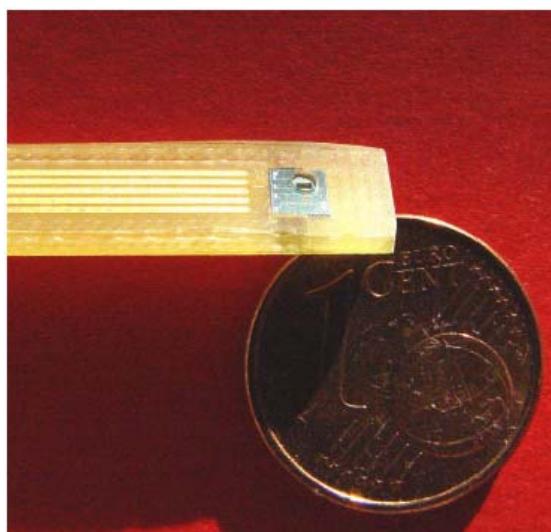


Figura 7: Sensor encapsulado para ser sumergido en un líquido según método CNM

Cuando el volumen de fluido de que se dispone para realizar la medición es muy pequeño hay que utilizar una estrategia diferente. En este caso el fluido a medir se hace pasar por un estrecho conducto formado por tramos, cada uno de los cuales es un sensor. En el caso de los electrodos ISE, estos están formados por un cilindro hueco que constituye la membrana por el interior del cual circula el fluido biológico. La membrana está en contacto con otra solución y ésta con un contacto metálico. El circuito

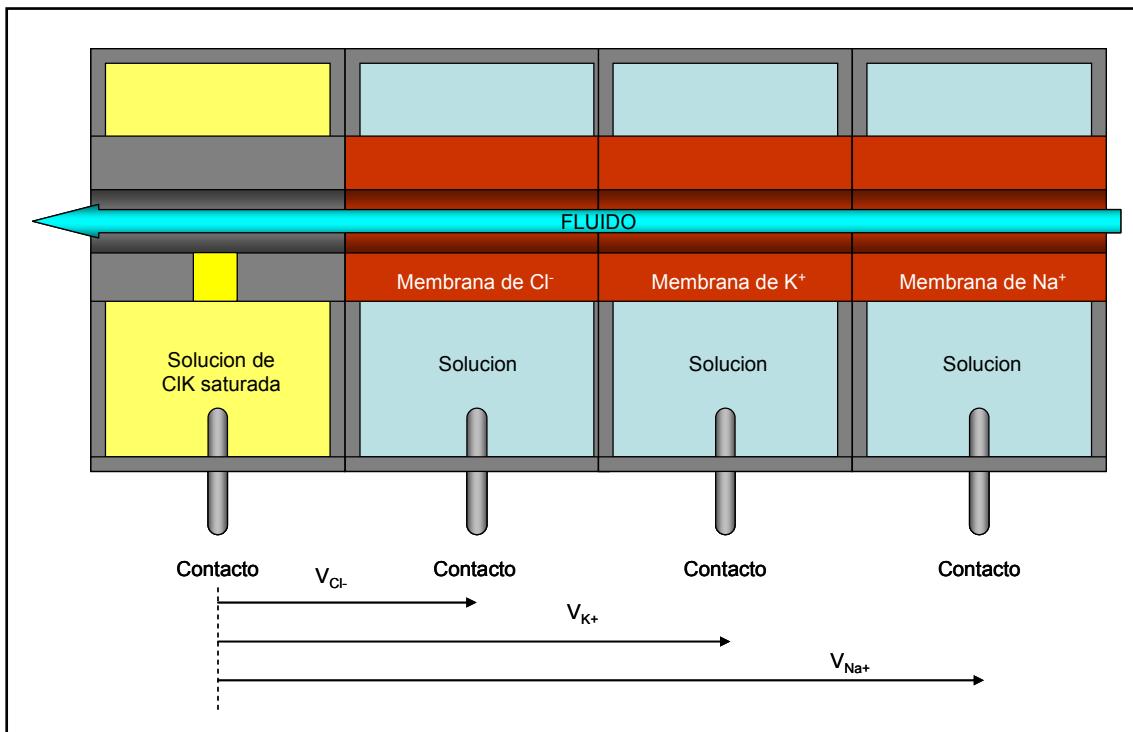


Figura 8: Coste esquemático de un grupo lector de iones de un módulo ISE

electroquímico se cierra a través del electrodo de referencia que está en contacto con el fluido de una manera similar - figura 8.

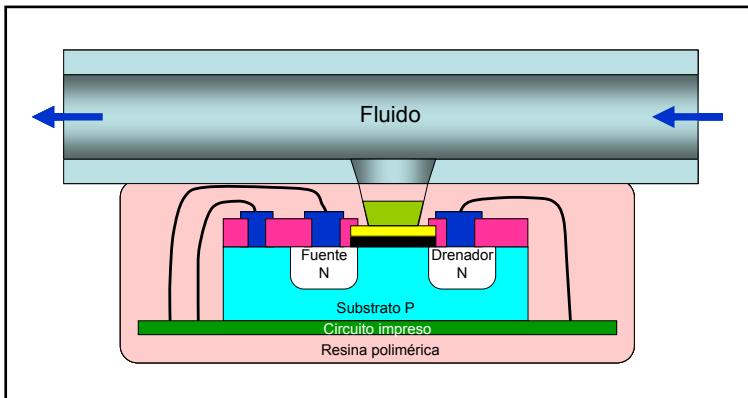


Figura 9: Corte esquemático de un sensor ISFET con membrana selectiva acoplado a un sistema de conducción de fluidos

circuito electroquímico con el electrodo de referencia sin ningún tipo de elemento activo. La señal que se obtiene es débil y de muy alta impedancia lo que obliga a una fuerte amplificación y a un blindaje electrostático muy bueno ya que la alta impedancia

hace que el circuito sea muy sensible al ruido eléctrico medioambiental.

En cambio el sistema basado en ISFET contiene al transistor que es un elemento activo que aporta una conversión tensión-corriente y una baja impedancia lo que le confiere mayor robustez frente al ruido externo y un menor tiempo de respuesta. En la figura 10 puede verse una posible implementación de una unidad lectora basada en ISFET. En ella podemos ver las siguientes partes:

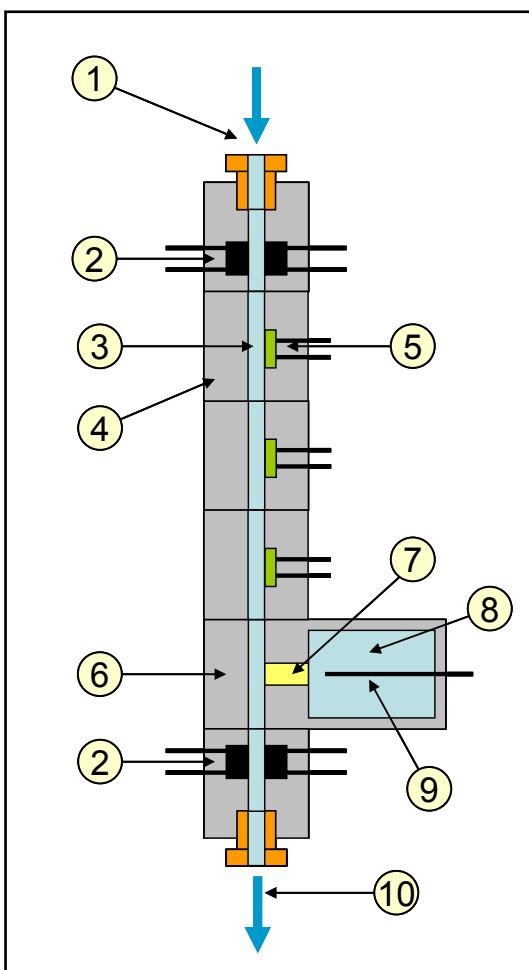


Figura 10: Corte esquemático de un lector de iones mediante sensores ISFET

- 1) Entrada de fluidos
- 2) Detectores de posición y burbujas
- 3) Conducto del fluido
- 4) Capsula del ISFET
- 5) ISFET (a diferencia del ISE necesita mínimo dos contactos)
- 6) Conjunto electrodo de referencia
- 7) Vidrio poroso
- 8) Solución de ClK concentrada

9) Electrodo de Ag, ClAg

10) Salida de fluidos

4.4. Principio de funcionamiento

Como hemos dicho más arriba, un ISFET es un transistor MOSFET modificado, de forma que es lógico esperar un comportamiento parecido entre los dos dispositivos. En este apartado expondremos el principio de funcionamiento del ISFET, veremos las ecuaciones que rigen su funcionamiento, su característica de salida y su transconductancia y la relación que tienen éstas con la concentración iónica.

En la figura 11 podemos ver los circuitos básicos del MOSFET (a) y del ISFET (b). Consideraremos en ambos casos que el sustrato está conectado a la fuente. Aunque un ISFET puede realizarse con canal n o p, consideraremos aquí un ISFET de canal n.

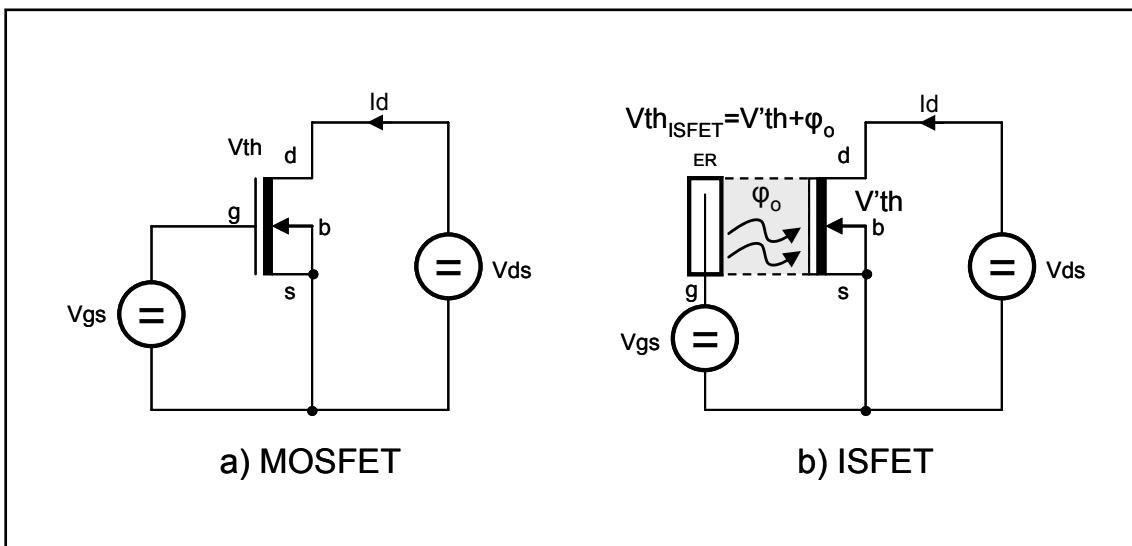


Figura 11: Circuitos básicos de un MOSFET (a) y un ISFET (b)

4.4.1. Característica de salida del MOSFET

En el caso del MOSFET las tensiones y corrientes que rigen su funcionamiento son la tensión entre drenador y fuente V_{ds} , la tensión entre puerta y fuente V_{gs} , la tensión umbral V_{th} y la corriente de drenador I_d .

Cuando se cumple

$$V_{gs} \geq V_{th} \quad \text{y} \quad 0 < V_{ds} < V_{ds_{sat}} \quad \text{siendo} \quad V_{ds_{sat}} = V_{gs} - V_{th}$$

el transistor está conduciendo en la zona lineal y la ecuación que rige su comportamiento es

$$Id = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(Vgs - Vth)Vds - \frac{V^2 ds}{2} \right] (1 + \lambda Vds) \quad (1)$$

Cuando se cumple

$$Vgs \geq Vth \quad \text{y} \quad Vds \geq Vds_{sat}$$

El transistor está conduciendo en zona de saturación y la ecuación que rige su comportamiento es ²

$$Id = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \frac{1}{2} (Vgs - Vth)^2 (1 + \lambda Vds) \quad (2)$$

en donde la tensión umbral Vth viene expresada por

$$Vth = V_{FB} + 2\Phi_F + \frac{Q_B}{C_{ox}} \quad (3)$$

siendo V_{FB} la tensión de bandas planas, Φ_F la diferencia entre la mitad de la banda prohibida y el nivel de Fermi, Q_B la densidad de carga en la zona de empobrecimiento asociada al canal y C_{ox} la capacidad por unidad de área en la misma zona. Es importante remarcar que en la expresión de la tensión de bandas planas V_{FB} interviene la función de trabajo del metal Φ_m , pues se trata de una estructura MOS, y marcará la diferencia fundamental con el ISFET.

Sin entrar en más detalles diremos que todos los parámetros que intervienen en la expresión de la Vth de un transistor MOSFET son característicos de una

² En las ecuación (1) y (2) se ha considerado el efecto de modulación de longitud del canal para remarcar la importancia, como se verá más adelante, de trabajar a Vds constante, especialmente en el caso de trabajar en la zona de saturación donde si no se considera, la Id es independiente de la Vds .

implementación determinada del mismo y no dependen de parámetros externos a él y por tanto la V_{th} es fija para un MOSFET dado³.

4.4.2. Característica de salida del ISFET

En la figura 11 (b) vemos una representación esquemática del ISFET. A diferencia del MOSFET observamos una estructura diferente en la constitución de la puerta. La tensión V_{gs} está ahora conectada entre la fuente y el electrodo de referencia. A su vez, entre éste y la membrana selectiva, está el fluido con los iones a medir. Ahora el electrodo de referencia actúa de puerta.

En el caso del ISFET la situación es pues diferente. En la puerta no hay metal sino una interfase entre un aislante y un electrolito. En este caso, en la expresión de la tensión de bandas planas no interviene la función de trabajo del metal ya que no lo hay. En su lugar tenemos tres potenciales:

E_{ref} : potencial en el electrodo de referencia.

φ_o : potencial superficial en la interfase dieléctrico-electrolito.

χ^{SOL} : potencial superficial dipolar de la solución.

De estos tres potenciales E_{ref} y χ^{SOL} son constantes y solo φ_o es dependiente de la concentración iónica.

Simplificando, en la expresión de la tensión de bandas planas del ISFET podemos escribir

$$V_{FB_{ISFET}} = \varphi_o + V'_{FB_{ISFET}}$$

de forma que el primer término de la derecha depende de la concentración de iones en el fluido a medir y el segundo es constante.

Al introducir la tensión de bandas planas $V_{FB_{ISFET}}$ en la expresión de la tensión umbral del ISFET tenemos

³ La consideración que aquí se hace se refiere a parámetros que modulen externamente el valor de V_{th} , no de derivas térmicas o de cualquier otro origen

$$V_{th,ISFET} = \varphi_o + V'_{FB,ISFET} + 2\Phi_F + \frac{Q_B}{C_{ox}} \quad (4)$$

donde podemos ver que en el ISFET la tensión umbral depende del electrolito que forma la parte del circuito de puerta entre el electrodo de referencia y la membrana de nitruro de silicio, es decir la tensión umbral para el ISFET sí depende de un elemento externo al dispositivo semiconductor.

Esta variación de $V_{th,ISFET}$ con la variación del potencial superficial en la interfase dieléctrico-electrolito le confiere al ISFET su capacidad para medir la concentración iónica.

Podemos pues expresar la tensión umbral $V_{th,ISFET}$ del ISFET como la suma de un potencial fijo $V'th$ y otro variable φ_o dependiente de la concentración iónica que llamaremos para simplificar, potencial electroquímico

$$V_{th,ISFET} = \varphi_o + V'th \quad (5)$$

Para facilitar las expresiones en el análisis que sigue hacemos

$$K = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \quad (6)$$

y así podemos escribir las ecuaciones (1) y (2) para el ISFET de la siguiente manera

$$Id = K \left[(V_{gs} - V_{th,ISFET})V_{ds} - \frac{V^2 ds}{2} \right] (1 + \lambda V_{ds}) \quad (7)$$

$$Id = \frac{K}{2} (V_{gs} - V_{th,ISFET})^2 (1 + \lambda V_{ds}) \quad (8)$$

Despejamos en cada caso V_{gs}

$$V_{gs} = \frac{1}{V_{ds}} \left[\frac{Id}{K(1 + \lambda V_{ds})} + \frac{V^2 ds}{2} \right] + V_{th,ISFET} \quad (9)$$

$$V_{gs} = \sqrt{\frac{2Id}{K(1+\lambda V_{ds})}} + V_{th,ISFET} \quad (10)$$

y sustituimos la tensión umbral por sus componentes

$$V_{gs} = \frac{1}{V_{ds}} \left[\frac{Id}{K(1+\lambda V_{ds})} + \frac{V^2 ds}{2} \right] + V'th + \varphi_o \quad (11)$$

$$V_{gs} = \sqrt{\frac{2Id}{K(1+\lambda V_{ds})}} + V'th + \varphi_o \quad (12)$$

En ambos casos si mantenemos constantes la corriente de drenador Id y la tensión drenador fuente V_{ds} los primeros términos de cada ecuación se hacen constantes y como $V'th$ es constante la tensión de puerta varía igual que lo hace φ_o

o sea, para

$$Id = cte \quad y \quad V_{ds} = cte$$

$$V_{gs} = Q + \varphi_o$$

$$\boxed{\Delta V_{gs} = \Delta \varphi_o} \quad (13)$$

y como $V'th$ es constante ya que no depende de la concentración iónica, de las ecuaciones (5) y (13) deducimos que

$$\boxed{\Delta V_{gs} = \Delta V_{th,ISFET}} \quad (14)$$

es decir que para una Id y una V_{ds} constantes la tensión de puerta V_{gs} varía con la concentración igual que la tensión umbral del ISFET $V_{th,ISFET}$.

Es importante observar que a las ecuaciones (13) y (14) se llega tanto desde la ecuación (11) para trabajo del ISFET en la zona lineal, como desde la ecuación (12)

para trabajo en la zona de saturación, lo que nos permite elegir el punto de trabajo del sensor independientemente de la zona de trabajo del transistor.

En las dos gráficas que se exponen a continuación – figura 12 –, podemos ver una comparativa entre las características de salida del MOSFET y del ISFET.

En el caso del MOSFET para cada V_{gs} , $V_{gs} - V_{th}$ es distinta y por lo tanto le corresponde una curva característica distinta, pero solo una, mientras que para el ISFET, para cada V_{gs} , manteniéndola constante, la $V_{th,ISFET}$ varía al variar la concentración iónica (H^+ en este caso) y por tanto le corresponden distintas curvas según la concentración.

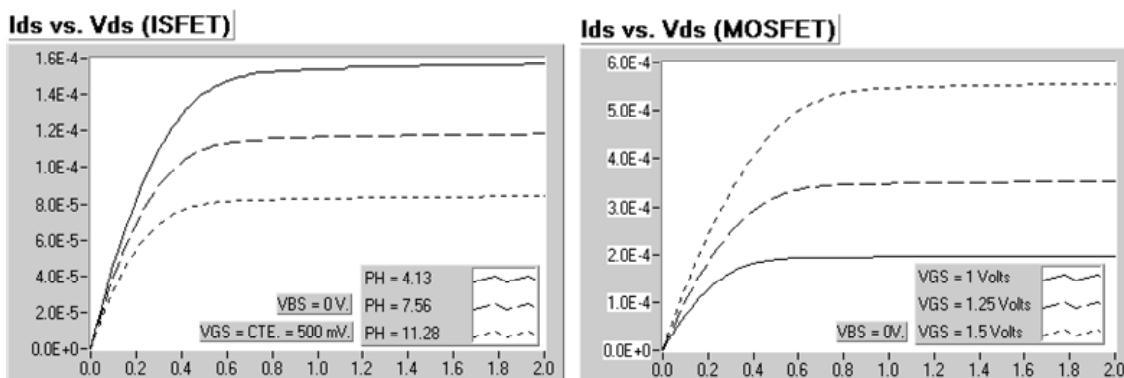


Figura 12: Características de salida de un ISFET y un MOSFET

4.5. Problemas asociados al funcionamiento del ISFET

Un ISFET es un dispositivo electrónico que como cualquier otro dista mucho de ser ideal. Al utilizar un ISFET para la medición de concentración de iones hay que tener en cuenta una serie de dificultades que a continuación se relacionan.

4.5.1. Corrientes de fugas asociadas al encapsulado

Ya hemos visto con anterioridad las dificultades que suponía el encapsulado de un ISFET para poner la puerta electroactiva en contacto con un fluido aislándolo del resto del circuito. Ahora, desde el punto de vista eléctrico hemos de mencionar que este encapsulado puede producir corrientes de fuga entre los diferentes terminales del sensor que pueden poner en riesgo la veracidad de la medida. La Unidad de medida deberá permitir medir las corrientes de fuga de cada uno de los terminales (incluido el electrodo de referencia) a fin de poder realizar una comprobación exhaustiva del diseño del encapsulado.

4.5.2. Resistencias parásitas de fuente y drenador

La necesidad de proteger el circuito del fluido a medir, dejando que éste entre en contacto con la superficie electroactiva de la puerta, obliga a alejar los contactos de la zona de puerta, bastante más de lo que es habitual en un MOSFET - figura 4 - de forma que las difusiones de drenador y fuente pueden tener algunos milímetros. Esto lleva consigo que dichas difusiones presenten resistencias nada despreciables en serie con el drenador y la fuente tal como se muestra en la figura 13. Estas resistencias podrían degradar la medida si no se utilizan estrategias adecuadas como se verá más adelante.

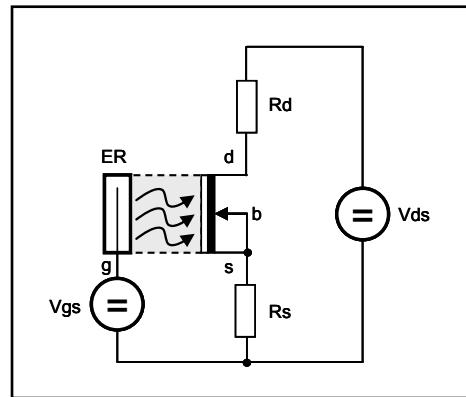


Figura 13: Resistencias parásitas de fuente y drenador

4.5.3. Derivas temporales

Se observa que los ISFET presentan, a pesar de mantener constantes todas las variables de un experimento, una deriva lenta temporal cuyo origen aún no es bien conocido. Está reportado que existe un periodo inicial de unas 8 horas para los ISFET con membrana de óxido de silicio y de unas 2 horas para los de membrana de nitruro de silicio, en que la deriva es grande, pasando a tener luego un comportamiento lineal.

Al igual que pasó en su día con las estructuras MOS, un conjunto de fenómenos no bien conocidos producen este efecto. Como no es motivo de este trabajo profundizar en las causas de este fenómeno, nos remitimos a la información bibliográfica para más información sobre este tema. Nosotros simplemente lo tendremos en cuenta para aplicar mecanismos que nos permitan compensar dicha deriva.

4.5.4. Sensibilidad a la temperatura

Se ha evidenciado que existe en los ISFET inestabilidad térmica que puede afectar la veracidad de la medida. Esta variabilidad varía según la fuente consultada de $1\text{mV}^{\circ}\text{C}$ a $12\text{ mV}^{\circ}\text{C}$. Esta inestabilidad es debida básicamente a cuatro causas

- La dependencia térmica del potencial que se genera en la interfase dieléctrico-electrolito o potencial electroquímico. En la ecuación (21), que se expone más adelante, podemos ver que la sensibilidad del sensor depende de la temperatura. Podemos evaluar la variación de la sensibilidad calculando la

variación del potencial electroquímico incrementando un grado dicha temperatura, así obtenemos una variación de la sensibilidad de 0,2 mV/°C o sea 0,34%/°C del valor máximo nominal.

- b) El comportamiento térmico del electrodo de referencia
- c) Las características térmicas del electrolito.
- d) Las características térmicas del semiconductor siendo las más críticas la variación de la parte del voltaje umbral del ISFET que depende de semiconductor y la movilidad de los portadores de carga en el canal.

Según estudios realizados, el coeficiente térmico depende de la corriente de drenador Id que influye de diversas formas en cada uno de los casos mencionados, de tal manera que se puede encontrar un valor que hace que el coeficiente térmico sea cero. A ese valor de corriente se la conoce como Id atémica y se observa que es dependiente del pH de la solución.

Una de las finalidades de este equipo será el estudio de la influencia de la temperatura en los ISFET con membrana selectiva a los tres electrolitos ya mencionados.

4.5.5. Sensibilidad a la luz

La luz tiene cierto efecto en el funcionamiento del ISFET. Si bien no tiene efecto apreciable en la parte química, si la tiene por el contrario en el semiconductor. Dos son las regiones sensibles donde la luz puede influir: en las zonas de las uniones PN cercanas a la puerta y en la membrana de nitruro de silicio.

Debemos considerar que el ISFET no tiene metal en la puerta y que los fotones pueden atravesar el fluido y llegar a las zonas antes mencionadas. Si un fotón llega a través de la puerta a las uniones PN de fuente o drenador se pueden generar pares electrón-hueco formando una corriente de efecto fotodiodo que causará una corriente de fuga.

También el fotón al cruzar la membrana de nitruro de silicio puede crear una transferencia de cargas provocando un almacenamiento de las mismas que afectará a la tensión umbral. En este sentido, los estudios de Baldi indican que este efecto se

produce para longitudes de onda inferiores a 388 nm mientras que el efecto fotodiodo se aprecia entre 350 y 1100 nm.

Igualmente que en el caso de la temperatura, una de las misiones del equipo que se desarrolla en este proyecto, es el estudio de la opacidad del encapsulado para evitar los efectos de la influencia de la luz. En este sentido, mediciones realizadas alternando condiciones de iluminación y oscuridad nos podrá indicar si se consigue la opacidad deseada.

4.6. Principio de medida

Para determinar el principio que se va a utilizar para medir una determinada concentración de iones en la solución que se halla en el circuito de puerta, entre el electrodo de referencia y la membrana selectiva, es importante estudiar la curva de transconductancia del ISFET que nos relaciona la corriente de drenador Id con la tensión de puerta Vgs para una tensión drenador-fuente dada Vds .

Igual que hasta ahora, es de esperar una similitud entre la transconductancia de un transistor MOSFET y un ISFET. La diferencia la encontramos en las expresiones de Id igual que hemos visto en el apartado anterior. En las ecuaciones del MOSFET (1) y (2) para una Vds dada, solo se puede trazar una única curva de transconductancia ya que Vth es única para un transistor dado. Sin embargo, en las curvas del ISFET (11) y (12) la Vth_{ISFET} depende del potencial electroquímico φ_o y por tanto de la concentración de iones. Para una misma Vgs y para diversas φ_o obtenemos una familia de curvas de transconductancia. En la figura 14 se pueden ver las curvas de transconductancia típicas de un ISFET como medidor de concentración. En este caso se ha considerado pH pero puede ser cualquier otro ión con una membrana selectiva adecuada.

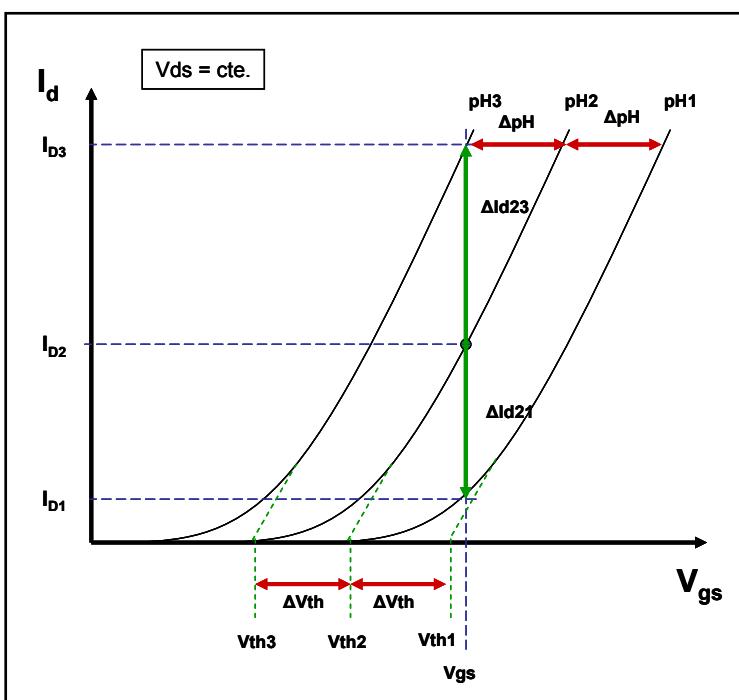


Figura 14: Familia de curvas de transconductancia del ISFET en función de la concentración iónica

decir para un determinado potencial electroquímico), $V_{th,ISFET}$ también lo es, a una V_{gs} fija, la concentración iónica vendría dada por I_d . Si bien es cierto que hay una relación entre la concentración iónica a medir y la corriente I_d , esta relación no es lineal por lo que no es el mejor método para realizar la medida. Hay que considerar además las resistencias de drenador y fuente que producen incrementos de tensión según la corriente y que producen aún mayor alinealidad. **Sin embargo, según se ha visto en las ecuaciones (13) y (14) para V_{ds} e I_d constantes, la variación de V_{gs} es igual a la variación de $V_{th,ISFET}$ y a la variación del potencial electroquímico φ_o .**

Esta propiedad nos da una estrategia de medida que consiste en que cuando se produce una variación de concentración y por tanto de I_d , si modificamos V_{gs} en el sentido de que I_d vuelva a su valor original, estaremos de nuevo en las condiciones de V_{ds} e I_d originales y entonces podremos aplicar la ecuación (14) y (13) de forma que la variación de la tensión V_{gs} será exactamente la variación del potencial electroquímico y éste sí será proporcional a la variación de la concentración. En este

En dicha figura podemos observar como para cada pH, a una misma V_{gs} le corresponde una I_d distinta, formándose una familia de curvas en función de la concentración. A cada curva le corresponde una tensión umbral $V_{th,ISFET}$ distinta⁴.

En una primera ojeada a estas curvas, podríamos suponer que ya que V_{ds} es constante y como para una concentración iónica (es

⁴ Para simplificar se ha obviado el subíndice ISFET en las V_{th} de la figura.

caso además las caídas de tensión que puedan darse en el drenador y en la fuente debido a las resistencias parásitas serán constantes y se anularán.

4.7. Relación V_{GS} vs. Concentración

Ya hemos dicho que el potencial electroquímico φ_o de un ISFET con membrana de nitruro de silicio era proporcional al pH

$$\varphi_o \propto pH \quad (15)$$

siendo el pH por definición el logaritmo de la concentración de iones H^+ cambiado de signo

$$pH = -\log_{10}[H^+] \quad (16)$$

por lo que podemos ver que la relación entre el potencial electroquímico φ_o y la concentración de iones H^+ es logarítmica.

$$\varphi_o \propto (-\log_{10}[H^+]) \quad (17)$$

La misma proporcionalidad existe entre el potencial electroquímico φ_o y el logaritmo de una concentración de un ión C_x .

$$\varphi_o \propto (-\log_{10} C_x) \quad (18)$$

y por analogía llamamos a dicho logaritmo⁵

$$pC_x = -\log_{10} C_x \quad (19)$$

La expresión que relacionan el potencial electroquímico φ_o y la concentración de iones es similar tanto en el caso de los electrodos ISE como de los ISFETs aunque el principio en que se basa el mecanismo electroquímico es diferente. No es objeto de

⁵ Según la fuente, para representar el logaritmo de la concentración de un ión (ej. el sodio) se puede escribir pNa o pC_{Na} . En este trabajo hemos optado por esta última nomenclatura pues queda más claro que el objetivo final es obtener una concentración.

este trabajo desarrollar este mecanismo por lo que solamente expondremos la expresión que los relaciona. Para mayor información ver la documentación complementaria en el CD del proyecto.

La variación del potencial electroquímico φ_o en función de la variación del pH viene dado por

$$\frac{\delta\varphi_o}{\delta pH} = -2.3 \frac{KT}{nq} \alpha \quad (20)$$

y en general para una concentración Cx (siendo x el tipo de ión, Na^+ , K^+ , etc.)

$$\boxed{\frac{\delta\varphi_o}{\delta pCx} = -2.3 \frac{KT}{nq} \alpha} \quad (21)$$

K : la constante de Boltzman

T : la temperatura en Kelvin

q : la carga del electrón

n : valencia del ión

α : parámetro de sensibilidad adimensional

La expresión (21) determina la sensibilidad S del sensor, es decir la tangente en un punto de la curva $[Vgs \text{ vs. } pCx]$. α es un parámetro de sensibilidad adimensional que va de 0 a 1 y que depende de determinados factores de la interfase dieléctrico-electrolito. Para $\alpha = 1$ la sensibilidad es máxima (valor teórico) y corresponde para un ión de valencia 1 y 25 °C de temperatura a

$$\boxed{S = \frac{\delta\varphi_o}{\delta pCx} = 59 \frac{mV}{pCx}} \quad (22)$$

Definimos pues la sensibilidad S para una concentración dada como la derivada del potencial electroquímico en relación a la variación de la concentración en este punto.

En la práctica se obtienen valores de sensibilidad generalmente inferiores al teórico aunque bastante cercanos a éste.

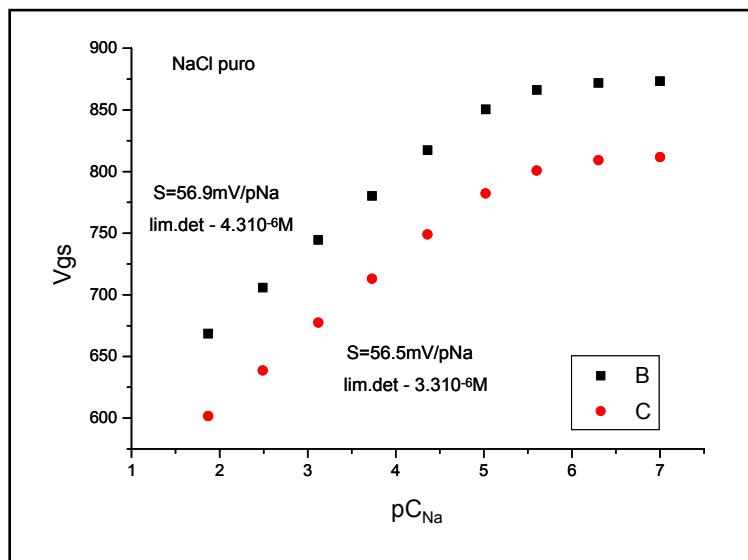


Figura 15: Curvas tensión-concentración de Na^+ para dos casos experimentales. Fuente: CNM

En la figura 15 podemos ver dos curvas experimentales de dos sensores ISFET con membrana selectiva al ión Na^+ que relacionan el potencial V_{gs} frente al logaritmo de la concentración de sodio pC_{Na} . En ellas podemos observar lo siguiente:

- Desde aproximadamente $pC_{\text{Na}} = 2$ ($C_{\text{Na}} = 10 \text{ mmol/L}$) hasta aproximadamente $pC_{\text{Na}} = 5$ ($C_{\text{Na}} = 10 \mu\text{mol/L}$) la relación es lineal es decir la sensibilidad es constante.
- La tensión umbral de ambos dispositivos $V_{th,ISFET}$ es ligeramente diferente
- La sensibilidad de ambos es muy parecida ($56,9 \text{ mV/pC}_{\text{Na}}$ y $56,5 \text{ mV/pC}_{\text{Na}}$) y cercana a la teórica.
- A partir del valor de V_{gs} no se puede conocer de forma absoluta el valor de pC_{Na} ya que cada sensor tiene una $V_{th,ISFET}$ diferente (distintos pC_{Na} para una misma V_{gs}).

En los proyectos llevados a cabo por D+T Microelectrónica-CNM mencionados en el apartado 2.2. se obtuvieron un conjunto de curvas como las de la figura 15 para los iones Na^+ , K^+ , Cl^- , Li^+ y Ca^{++} . En el presente proyecto, como ya se ha comentado, nos centraremos en los tres primeros y el pH y no tendremos en consideración ni el litio ni el calcio.

Los datos obtenidos en aquellos proyectos así como otros generales de los ISFET obtenidos en su desarrollo por el CNM, servirán de punto de partida para establecer los rangos de trabajo de estos sensores en la aplicación de medida de analitos iónicos en Diagnóstico In Vitro de los que se derivará el diseño del equipo objeto de este Proyecto Final de Carrera.

4.8. Determinación de la sensibilidad

Para poder determinar el valor del potencial electroquímico desarrollado en una solución iónica a partir de la V_{gs} para una V_{ds} e I_d dadas, deberíamos conocer los términos K , γ y V^{th} de las ecuaciones (11) y (12). Eso sería de una gran complicación ya que pueden variar de una oblea a otra o incluso dentro de una oblea. Sería pues necesario caracterizar uno a uno cada ISFET con el elevado coste que eso supondría. Además, como se ha visto en el apartado 4.5. el comportamiento no ideal del ISFET, con las derivas temporales o la dependencia de la temperatura invalida al dispositivo como medidor absoluto de φ_o .

Como en casi todos los sistemas analíticos, las mediciones de concentración problema se realizan frente soluciones de concentración conocidas llamadas patrones o calibradores.

Consideremos la figura 16. En ella se representa una curva de medida [V_{gs} vs. pC_A] llamada también curva de calibración. Supongamos que tenemos dos soluciones con distintas concentraciones, C_{A1} y C_{A2} conocidas de un mismo ión A.

Si para cada solución obtenemos la tensión V_{gs} correspondiente a su concentración con una V_{ds} e I_d constantes, $V_{gs_{A1}}$ y $V_{gs_{A2}}$, podemos establecer la siguiente relación

$$S = \frac{V_{gs_{A2}} - V_{gs_{A1}}}{pC_{A2} - pC_{A1}} \quad (23)$$

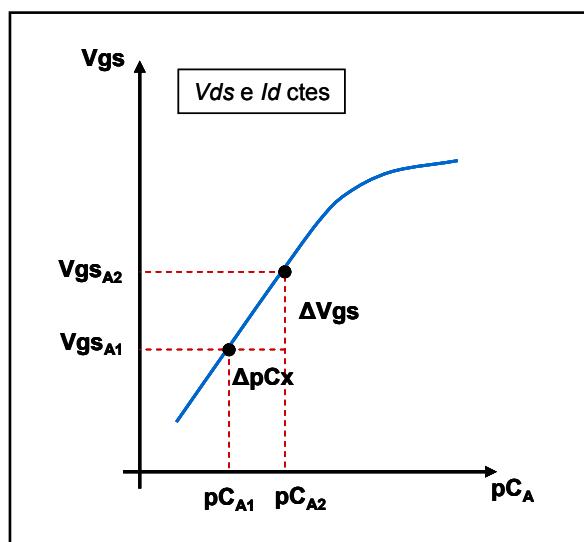


Figura 16: Medida de la sensibilidad mediante calibración a dos puntos

que es la pendiente de la curva en la zona lineal y por lo tanto la sensibilidad del sensor. Aplicando la expresión (19) podemos determinar

$$S = \frac{Vgs_{A2} - Vgs_{A1}}{\log \frac{C_{A1}}{C_{A2}}} \quad (24)$$

A este proceso de determinación de la sensibilidad del sensor se le llama calibración a dos puntos

4.9. Determinación de la concentración de una muestra

Una vez que conocemos la sensibilidad S de un ISFET y sabemos el rango de linealidad, es fácil calcular una concentración desconocida partiendo de un calibrador conocido.

Para ilustrar este procedimiento en la figura 17 podemos ver la curva del sensor de la que ya conocemos su pendiente S (sensibilidad). Midamos ahora la solución problema de concentración desconocida pC_{AX} y obtengamos la tensión Vgs_{AX} . Midamos a continuación una solución conocida pC_{AC} (puede ser uno de los dos calibradores utilizados para determinar S). Obtenemos así Vgs_{AC} (que puede ser diferente del valor obtenido al usar pC_{AC} en una calibración anterior). Ahora podemos hacer

$$S = \frac{Vgs_{AC} - Vgs_{AX}}{pC_{AC} - pC_{AX}} = \frac{Vgs_{AC} - Vgs_{AC}}{-\log C_{AC} + \log C_{AX}}$$

$$\log C_{AX} = \frac{Vgs_{AC} - Vgs_{AX}}{S} + \log C_{AC}$$

de donde

$$C_{AX} = C_{AC} \times 10^{\left(\frac{Vgs_{AC} - Vgs_{AX}}{S} \right)} \quad (25)$$

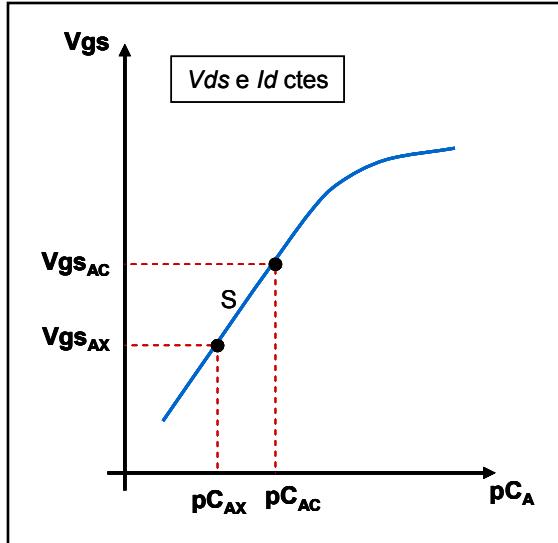


Figura 17: Medida de una concentración problema conocida S y un calibrador

Al realizar una calibración justo después de cada medición de una solución problema, podemos considerar que los efectos de deriva no tiene efecto en tan corto tiempo y que la temperatura de ambas soluciones es muy parecida⁶ por lo que se compensan estos efectos de no idealidad.

El estudio de la frecuencia de calibración de un ISFET será uno de los objetos del equipo que se desarrolla en este proyecto. Podemos decir que para un electrodo ISE, la calibración a dos puntos (cálculo de la sensibilidad S) se aconseja realizarla cada 8 horas, pero la calibración a un punto para determinar la concentración problema se hace a cada medida.

Como conclusión de los dos últimos apartados, podemos decir que para realizar medidas de concentración de analitos iónicos, no es importante conocer los valores absolutos de los potenciales electroquímicos φ_o de la solución problema ni de los calibradores. Bastará fijar de nuevo para cada cambio de concentración la corriente de drenador Id y registrar las tensiones Vgs obtenidas y aplicar las ecuaciones (24) o (25) según el caso.

4.10. Medida a Id constante

En los apartados anteriores hemos podido ver que para conocer la sensibilidad S del sensor o para obtener una medida de una concentración no era importante el valor absoluto de la Vgs sino las relaciones entre dos de ellas bien fueran ambas obtenidas con concentraciones iónica conocidas, bien con una conocida y otra desconocida habiendo obtenido antes la sensibilidad S . Lo importante era que siempre se midiera la Vgs correspondiente a una concentración con unas Id y Vds constantes.

Mantener la Vds constante es simple ya que solo depende del valor con que se polarice el drenador respecto de la fuente. Lo que ya requiere un mecanismo algo más complejo es mantener constante la corriente de drenador cuando varía la concentración.

Para explicar este mecanismo vamos a realizar la suposición de que al cambiar la concentración iónica del analito a medir en el fluido que hay en el circuito de puerta, la

⁶ Esto puede no ser cierto y por ello se dotará a este equipo de un sistema de termostatación a fin de conseguir igualar ambas temperaturas

tensión umbral $V_{th,ISFET}$ cambia instantáneamente. Evidentemente esto no es así. En realidad el cambio es lento y puede durar varios segundos. Sin embargo ahora nos es útil realizar esta suposición para facilitar su comprensión.

Situación inicial

Consideremos que se ha determinado que la tensión drenador fuente será V_{ds} (por ejemplo 0,5V) y la corriente de drenador será I_d_1 (por ejemplo 100 μ A) y tenemos en el circuito de puerta una solución de $pH = pH_1$. Para este pH la tensión umbral del ISFET es V_{th1} y este punto de trabajo se consigue con una tensión de puerta (entre el electrodo de referencia y la fuente) de V_{gs1} . Esta condición corresponde al punto (A) de la figura 18.

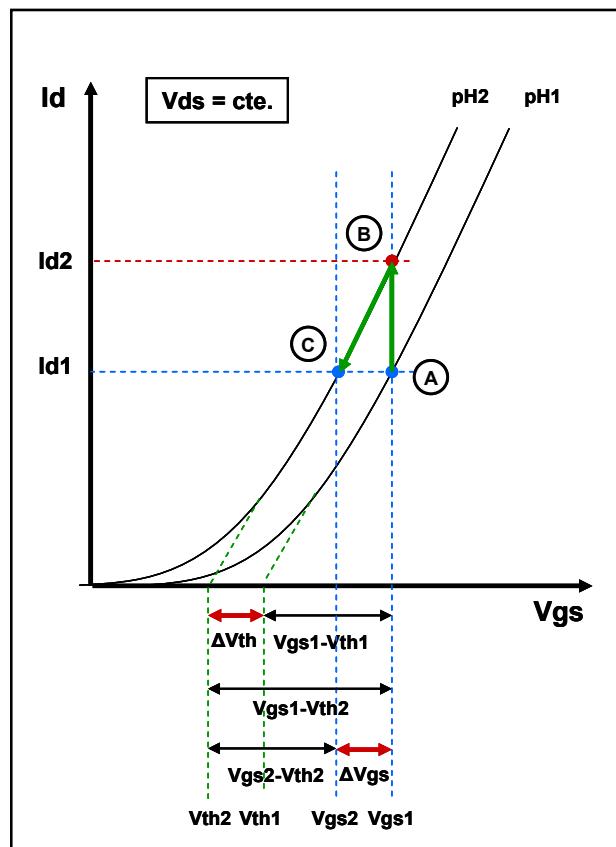


Figura 18: Procedimiento para mantener constante la I_d cuando se produce una variación de concentración iónica

Cambio de concentración iónica

Supongamos que ahora cambiamos la solución que está en el circuito de puerta por otra que tiene $pH = pH_2$. V_{ds} sigue manteniéndose constante porque no hemos alterado la polarización drenador fuente, sin embargo para esta concentración, ahora el ISFET tiene una tensión umbral diferente V_{th2} . Como aún no hemos modificado la tensión de puerta V_{gs1} la corriente de drenador nos cambia a I_d_2 . Esta condición corresponde al punto (B) de la figura 18.

Vuelta a la corriente de drenador original

Pero nosotros queremos mantener constante la corriente de drenador a I_d_1 por lo que debemos pasar de I_d_2 a I_d_1 y para ello vamos reduciendo la tensión V_{gs1} . A medida que lo hacemos el punto (B) va descendiendo a lo largo de la curva de transconductancia correspondiente a pH_2 y por tanto la corriente I_d va descendiendo

desde Id_2 hasta Id_1 . Midiendo esta corriente a medida que reducimos la V_{gs} podemos acercarnos tanto como nuestra electrónica nos permita a Id_1 . Esta condición corresponde al punto (C) de la figura 18.

Diremos que hemos conseguido el objetivo cuando la corriente de drenador sea

$$Id = Id_1 \pm \varepsilon \quad (26)$$

siendo ε un valor que elegiremos tan pequeño como podamos en función de una serie de condiciones que se verán más adelante.

El mecanismo aquí explicado se puede representar matemáticamente de la siguiente manera

$$V_{gs1} - V_{th1} \Rightarrow Id_1$$

$$V_{gs1} - V_{th2} \Rightarrow Id_2 > Id_1$$

para mantener $Id = Id_1$

$$V_{gs2} - V_{th2} = V_{gs1} - V_{th1}$$

$$V_{gs2} = V_{gs1} - (V_{th1} - V_{th2})$$

obteniendo así la nueva V_{gs} que corresponde al nuevo pH

$$V_{gs2} = V_{gs1} - \Delta V_{th} \quad (27)$$

de forma que la variación de tensiones de puerta corresponde a la variación de la tensión umbral y a la del potencial electroquímico según las ecuaciones (13) Y (14).

$$V_{gs1} - V_{gs2} = \Delta V_{th} = \Delta \varphi_o \quad (28)$$

4.11. Características del ISFET

En la tabla 1 se exponen las principales características de los ISFETs originales desarrollados por IMB-CNM como sensores de pH. Estas características sirven de base de partida para el diseño del equipo de caracterización. Con el que se establecerán las definitivas de los ISFET una vez encapsulados y con las membranas selectivas para los iones de Na^+ , K^+ y Cl^- que han de conformar los sensores de BioSystems.

PARAMETROS	Simbolo	Unidad	Condiciones	Mínimo	Tipico	Máximo
ELECTRICOS						
Tensión de drenador	V_{ds}	V			0,5	2
Corriente de drenador	I_d	mA			0,1	1
Transconductancia	G_m	mA/V			0,5	
Tensión umbral	V_{th}	V	$\text{pH}=7$	-1,5		1,5
Corriente de fuga	I_L	nA		0.1	1	10
QUIMICOS						
Sensibilidad	S	mV/pH	20 a 25°C	50		59
Rango de linealidad		pH		1		13
Precisión		pH			0,05	
Deriva a largo plazo		mV/h	Pre-acondicionado			± 1
Vida útil		meses	Dependiendo del encapsulado	>6		

Tabla 1: Características principales de los ISFET desarrollados por IMB-CNM como sensores de pH

4.12. Polarización

Al diseñar el método de polarización de los ISFET debemos tener en cuenta determinadas circunstancias relacionadas con los circuitos integrados que se van a utilizar para realizar la electrónica de medida. Aunque esta electrónica se detalla más adelante, podemos avanzar aquí que la mayoría de amplificadores operacionales, convertidores analógico-digitales (ADC) y digital-analógicos (DAC) avanzados y otros componentes, ya no trabajan a dos tensiones, positiva y negativa, sino que lo hacen a una sola tensión. Estas tensiones pueden variar (2,7V, 3,3V, 5V) pero son siempre positivas.

Algunos de los dispositivos más importantes que se van a utilizar para el diseño de esta electrónica de medida, como son el DAC1220 de 20 bits (Texas) o el ADC LTC2448 de 24 bits sin latencia (Linear Technology), trabajan solo a +5 voltios, de forma que toda la electrónica de medida va a funcionar a +5 voltios.

En este apartado vamos a estudiar como polarizar los ISFET para que todas las tensiones que manejemos sean siempre positivas.

Para simplificar los esquemas de los circuitos con ISFET los representaremos como un transistor MOSFET con una fuente de tensión en serie en el circuito de puerta, entre el electrodo de referencia (que en el ISFET hace de puerta) y la membrana selectiva, cuyo valor será la tensión umbral del ISFET según la expresión (5) ($V_{th}=V'th+\varphi_o$)⁷

Como hemos podido observar en las características técnicas, esta tensión umbral puede ser positiva o negativa.

4.12.1 Conexión en fuente común

En la figura 19 representamos un circuito de polarización del ISFET en fuente común. Para una V_{ds} positiva (como corresponde a un transistor de canal n) vamos a calcular que polaridad deberá tener la V_{gs} para distintas tensiones umbral.

Sabemos que para que el canal esté en conducción se debe cumplir

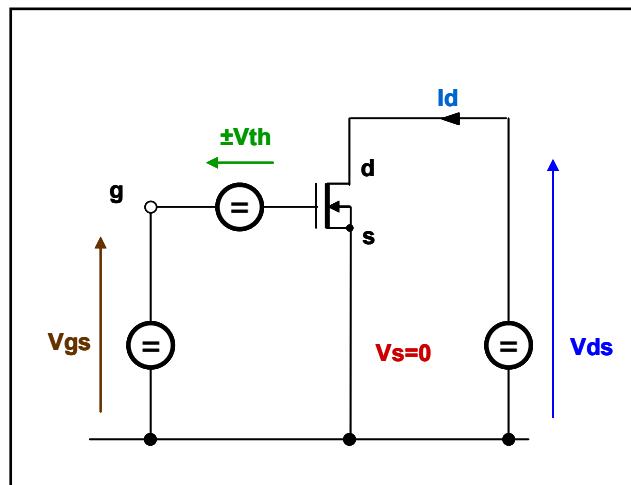


Figura 19: Conexión de un ISFET en fuente común

$$V_{gs} - V_{th} > 0 \quad (29)$$

si

$$V_{th} > 0 \Rightarrow V_{gs} > V_{th} \Rightarrow V_{gs} > 0$$

si

$$V_{th} < 0 \quad \text{entonces} \quad V_{gs} - V_{th} = V_{gs} - (-V_{th}) > 0$$

para que se cumpla la expresión (29) pueden darse dos casos

a) $V_{gs} > 0$

b) $V_{gs} < 0$ y $|V_{th}| > |V_{gs}|$

por lo que deducimos que con conexión en fuente común puede ser necesario polarizar la puerta (electrodo de referencia) con una tensión positiva o negativa.

⁷ Para simplificar las expresiones se usa V_{th} en lugar de $V_{th,ISFET}$

En la figura 20 se puede ver un diagrama vectorial de las expresiones que acabamos de exponer (para $V_{th} < 0$ solo se representa el caso b). La escala de tensiones

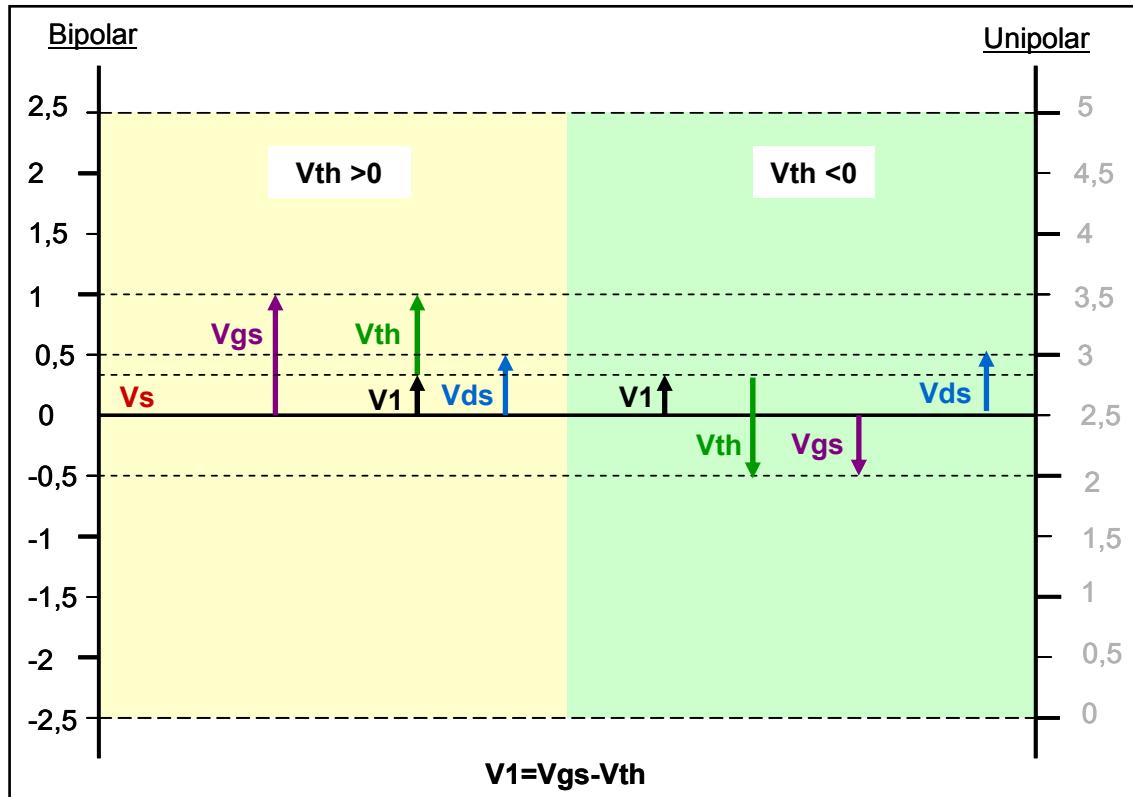


Figura 20: Representación vectorial de las tensiones que intervienen en un circuito de ISFET en conexión de fuente común para diversas tensiones umbral

bipolares deducidas de los cálculos anteriores se representa a la izquierda. El uso de la escala de la derecha (unipolar) se verá más adelante.

4.12.2 Conexión en puerta común

En la figura 21 representamos un circuito de polarización en puerta común que en el caso de un ISFET supone que el electrodo de referencia está conectado a 0 voltios. La

conexión del electrodo de referencia a masa es óptima pues es la más inmune al ruido ya que su impedancia respecto a masa es cero.

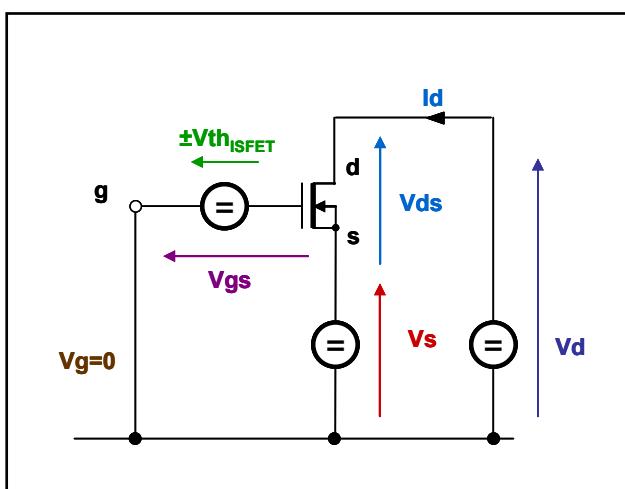


Figura 21: Conexión de un ISFET en puerta común

Desgraciadamente se verá que esta configuración también necesita tensiones negativas y además es inviable cuando se utiliza un sistema multisensor.

En la conexión de puerta común la V_{gs} se obtiene insertando una fuente de tensión entre la fuente del ISFET y el potencial de referencia (0 voltios) cumpliéndose

$$V_s = -V_{gs} \quad (30)$$

Los cálculos para la V_{gs} son los mismos que en el caso anterior de forma que ahora cuando

$$V_{gs} > 0 \Rightarrow V_s < 0 \quad \text{y cuando} \quad V_{gs} < 0 \Rightarrow V_s > 0$$

por lo que también serán necesarias tensiones positivas o negativas según el caso para un correcta polarización del circuito.

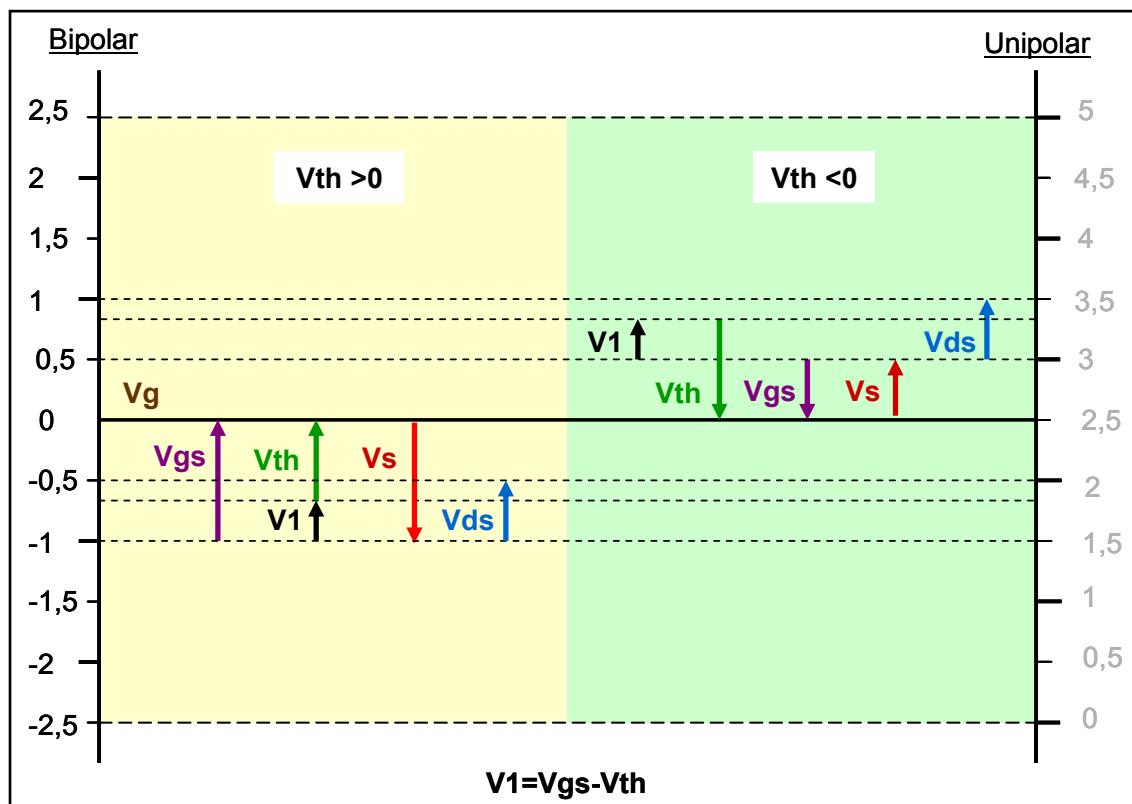


Figura 22: Representación vectorial de las tensiones que intervienen en un circuito de ISFET en conexiónado de puerta común para diversas tensiones umbral

En la figura 22 se puede ver de nuevo un diagrama vectorial del caso que se acaba de exponer (para $V_{th} < 0$ solo se representa el caso b).

Obsérvese que ahora, para obtener una polarización de drenador de V_{ds} constante se necesita polarizar el drenador respecto a masa con una tensión

$$Vd = Vs + Vds \quad (31)$$

de forma que si Vs varia hay que variar Vd en la misma cantidad para que Vds permanezca constante.

4.12.3. Configuración multisensor

En las dos configuraciones anteriores de fuente común y de puerta común, hemos visto que se precisaban tensiones de polarización, positivas o negativas, lo que no es adecuado para el diseño de la electrónica de medida con los componentes previstos.

Antes de plantear la solución a este problema, debemos exponer la configuración multisensor que nos añade una nueva dificultad a la polarización de los ISFET.

En la figura 23 hemos realizado un montaje con tres ISFET todos ellos conectados en fuente común y con una misma tensión de polarización de drenador Vds .

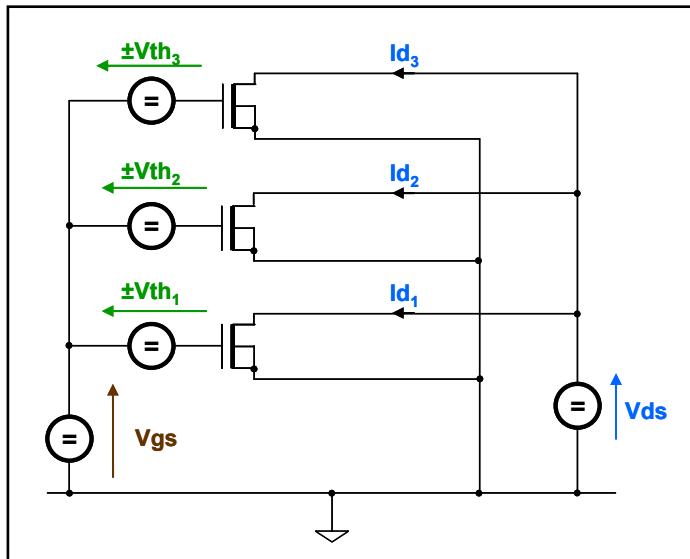


Figura 23: Configuración multisensor con conexión de fuente común

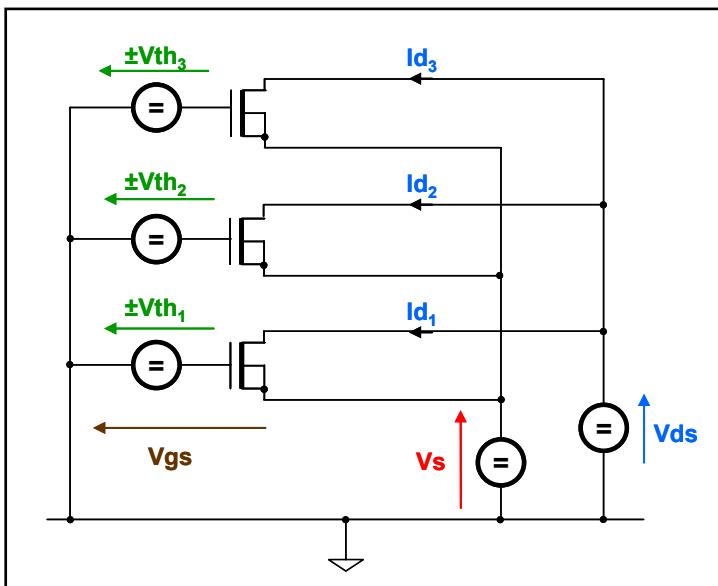


Figura 24: Configuración multisensor con conexión de puerta común

Sabemos que las puertas de los tres ISFET tiene que estar unidas a un único electrodo de referencia. Por lo tanto todos ellos tendrán en su puerta una misma tensión Vgs .

Supongamos que cada uno de ellos tiene una tensión umbral diferente ya que cada uno mide un ión diferente y

por lo tanto como mínimo el potencial electroquímico será distinto para cada uno de ellos. Esto nos dará una corriente de drenador Id diferente para cada ISFET.

De entrada esto es ya en si mismo un problema ya que no todos los ISFET trabajarán en el punto óptimo. Todos ellos deberían trabajar en las mismas condiciones de Vds e Id constantes. Pero además, cuando introduzcamos una muestra con nuevas concentraciones de cada ión, cambiarán todas las corrientes y no podremos aplicar el mecanismo de compensación de corriente constante, ya que una variación de Vgs para corregir la desviación de la Id de un ISFET en un sentido puede desviar las corrientes de los otros ISFET en sentido contrario.

Si realizamos un montaje en puerta común en el que todos las fuentes estuvieran unidas a un único potencial tal como se muestra en la figura 24 el problema sería el mismo ya que solo tendríamos un punto de control, por lo que se ve que de alguna manera necesitamos un control independiente para cada ISFET. Como la puerta de los tres ISFET es el electrodo de referencia (punto único), por aquí no podemos introducir un control independiente de forma que deberemos actuar por la fuente. Introduzcamos pues una tensión de polarización independiente para cada fuente como se muestra en la figura 25.

En este caso si que podemos variar las tensiones Vgs para cada ISFET mediante la técnica expuesta en el apartado 4.12.2. de forma que para los tres ISFET tendremos

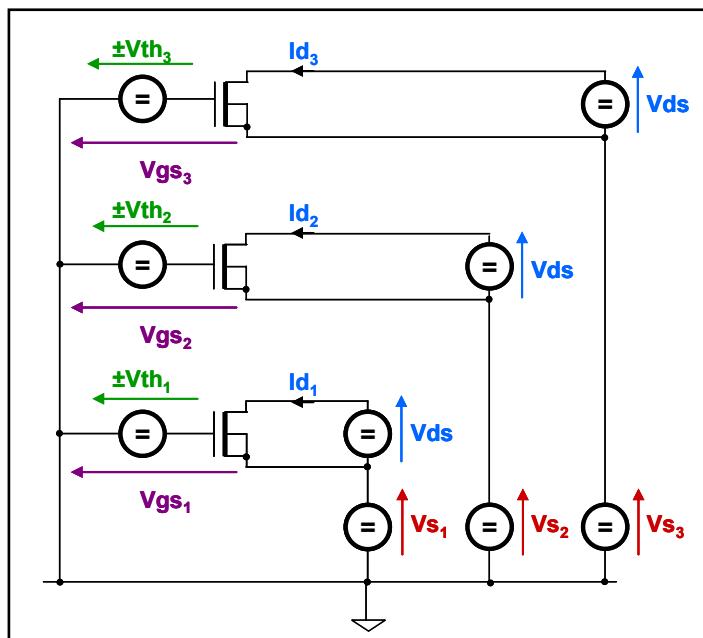


Figura 25: Configuración multisensor con conexión de fuente común con tensiones de control en cada circuito de fuente

$$Vs_1 = -Vgs_1$$

$$Vs_2 = -Vgs_2 \quad (32)$$

$$Vs_3 = -Vgs_3$$

Sin embargo seguimos teniendo un problema. Al igual que ocurría con un único dispositivo en conexión de fuente común, se necesitan tensiones positivas y negativas para el control de cada ISFET.

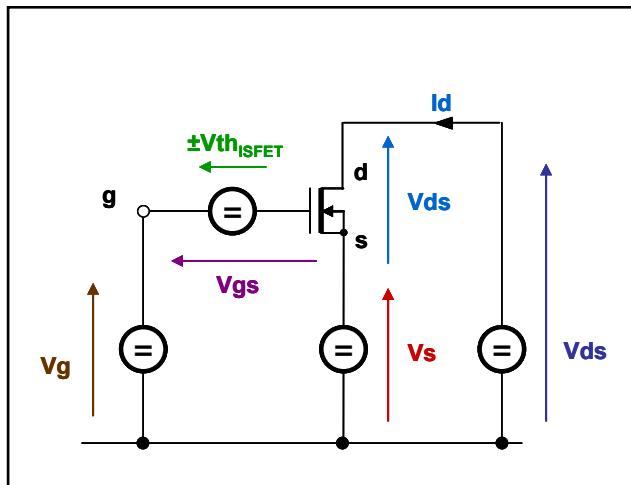


Figura 26: Polarización de un ISFET para que todas las tensiones sean positivas

4.12.4. Polarización unipolar

En los diagramas vectoriales de las figuras 18 y 20 en los que se han representado las tensiones implicadas en los circuitos de puerta común y fuente común, se representan dos escalas de tensiones, una a la izquierda y otra a la derecha. La de la derecha en negrita y la de la izquierda en gris tenue. Como ya se indicó, la escala de la izquierda es la que representa los valores bipolares que estamos manejando en los dos circuitos citados. Si a las tensiones bipolares de la escala de la izquierda les sumamos una tensión constante de 2,5 voltios, obtenemos la escala de la derecha que es unipolar.

tenue. Como ya se indicó, la escala de la izquierda es la que representa los valores bipolares que estamos manejando en los dos circuitos citados. Si a las tensiones bipolares de la escala de la izquierda les sumamos una tensión constante de 2,5 voltios, obtenemos la escala de la derecha que es unipolar.

Para implementar dicho cambio hemos de realizar el circuito que se representa en la figura 26 (para mejor comprensión, se representa un solo ISFET). Se coloca una fuente V_g de valor constante entre la masa y la puerta del ISFET (electrodo de referencia) de tal manera que si

$$V_g = 2,5V \quad \text{entonces} \quad V_s = V_g - V_{gs} = 2,5 - V_{gs} \quad (33)$$

lo que implica que para tensiones de $-2,5 < V_{gs} < 2,5$, V_s será positiva.

En la figura 27 podemos ver el vector que representa la tensión V_g y como ahora las tensiones V_s se refieren al nuevo nivel de masa. Frente a este nivel de masa, todas las tensiones son positivas lo que nos permite utilizar la circuitería integrada a la que se hacía referencia anteriormente.

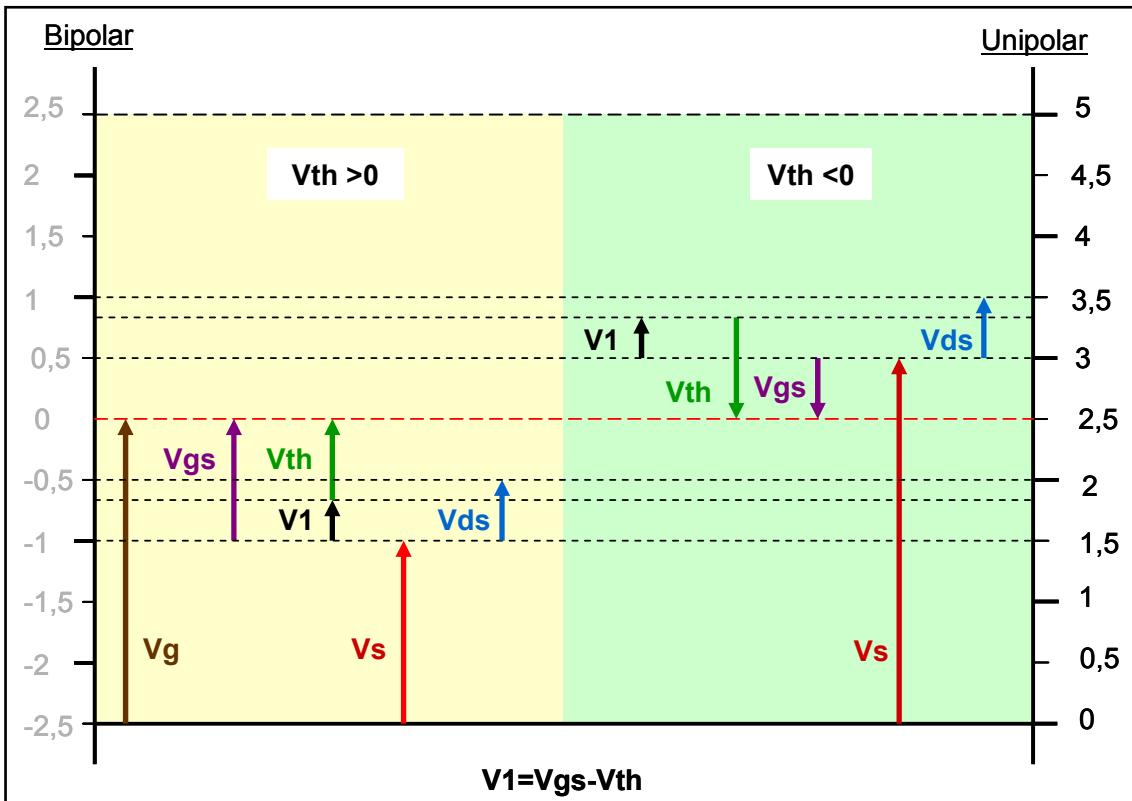


Figura 27: Representación vectorial de las tensiones que intervienen en un circuito de ISFET en polarización unipolar para diversas tensiones umbral

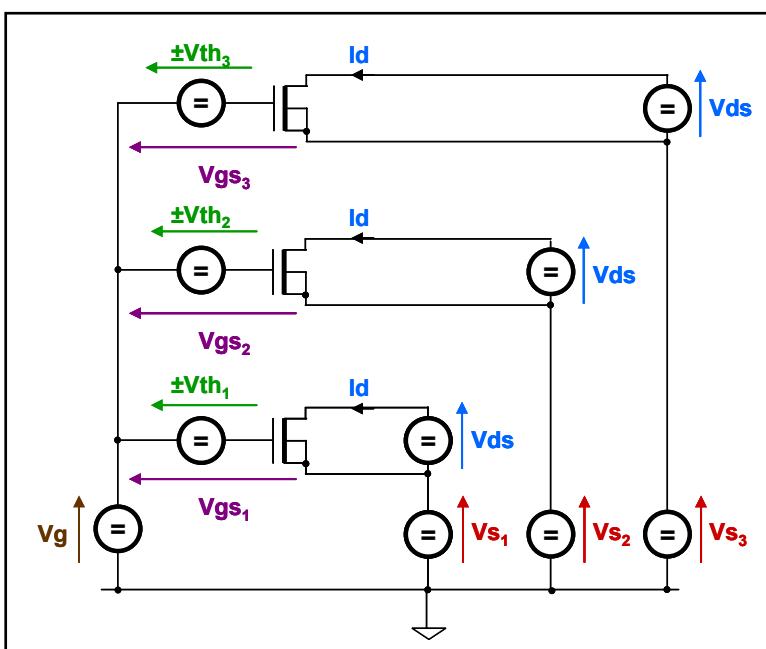


Figura 28: Configuración multisensor unipolar

Esta implementación, para un sistema multisensor, puede verse en la figura 28. En este caso las Id son todas iguales. Para las Vds , que deberán ser todas constantes, en la figura se han representado como fuentes entre drenador y surtidor. En la práctica deberá implementarse un mecanismo como el de la expresión (31) para cada ISFET.

5. REQUISITOS DE LA UNIDAD DE MEDIDA

En este capítulo vamos a exponer los requisitos metrológicos que deberá cumplir la Unidad de medida que se está desarrollando en este proyecto.

5.1. Requisitos metrológicos

Los requisitos metrológicos son los rangos de las concentraciones de los iones que queremos medir y las resoluciones con que se quieren realizar estas medidas.

Los valores extremos de los rangos de medida varían según la fuente consultada. En general estos extremos van mucho más allá de los límites de normalidad⁸ por lo que depende del producto de cada fabricante. Para este proyecto hemos elegido los valores del rango de medida del módulo ISE de la casa MEDICA ya que nos servirá en primera aproximación de base comparativa de los resultados obtenidos con los ISFET.

Otros requisitos metrológicos serían la precisión, el error máximo permitido, el límite crítico, el límite de detección o el límite de linealidad. Sin embargo, estos requisitos son precisamente el objeto de nuestra investigación. Queremos saber con el estado del arte actual y con los métodos de encapsulado que vamos a desarrollar, cuales son los límites a los que podemos llegar en todos estos requisitos. Por eso, solo se especifican los mencionados en primer lugar, porque los necesitamos para determinar los valores de polarización y medida de corriente y por lo tanto para el diseño de la Unidad de medida.

Como hemos visto la Unidad de medida tendrá 3 canales uno para cada ISFET. En cada uno de ellos podemos poner un sensor de pH de sodio de potasio o de cloruro.

En la tabla 2 se resumen los requisitos de la unidad de medida

⁸ Rango de los valores de concentración considerados normales en una persona sana.

Concepto	Unidad	pH ⁹	Na+	K+	Cl-
Concentración					
Cx_{min}	mmol/L		100	1	50
Cx_{max}	mmol/L		200	10	150
ΔCx	mmol/L		100	9	100
rCx	mmol/L		0,1	0,01	0,1
Valores normales					
Vn_{min}	mmol/L	8	147	3.7	101
Vn_{max}	mmol/L	6	157	5.5	110
pCx					
$p[Cx_{min}]$	pCx	9	1,0000	3,0000	1,3010
$p[Cx_{max}]$	pCx	5	0,6990	2,0000	0,8239
ΔpCx	pCx	4	0,3010	1,0000	0,4771
$rp[Cx_{min}]$	mpCx	1	0,434	4,321	0,868
$rp[Cx_{max}]$	mpCx	1	0,217	0,434	0,289

Tabla 2: Requisitos metrológicos del equipo de caracterización

En el primer grupo “**Concentración**” se determinan:

Cxmin: Concentración mínima

Valor mínimo que esperamos encontrar de la concentración del ión en la solución problema. Suele expresarse en mmol/L.

Cxmax: Concentración máxima

Valor máximo que esperamos encontrar de la concentración del ión en la solución problema. Suele expresarse en mmol/L.

ΔCx : Rango de la concentración

Diferencia entre los dos valores anteriores.

rCx : Resolución de medida de la concentración

Diferencia mínima que el sistema de medida debe discriminar del valor de la concentración.

En el segundo grupo “**Valores normales**” se indican los rangos de los valores de concentración considerados normales en una persona sana.

Vn_{min} : Valor normal mínimo

Valor mínimo de normalidad.

⁹ En el caso del pH no se da la concentración en mmol/L sino tan solo el valor logarítmico pH

V_{nmax}: Valor normal máximo

Valor máximo de normalidad.

Como veremos más adelante, al ser la señal medida (ΔV_{th}) proporcional no a la concentración sino a su logaritmo, los requisitos de medida de tensión serán diferentes según estemos en el extremo mínimo o máximo del rango de medida.

En el tercer grupo “pCx” se determinan:

p[C_{xmin}]: Logaritmo de la concentración mínima cambiado de signo

Resultado de aplicar la ecuación (19) a la concentración mínima.

p[C_{xmax}]: Logaritmo de la concentración máxima cambiado de signo

Resultado de aplicar la ecuación (19) a la concentración máxima.

 ΔpCx : Rango de la medida de concentración en logaritmos

Diferencia entre los dos valores anteriores.

r_p[C_{xmin}]: Resolución en logaritmo de la concentración mínima

Diferencia más pequeña que el sistema de medida debe discriminar del valor de $p[C_{xmin}]$.

r_p[C_{xmax}]: Resolución en logaritmo de la concentración máxima

Diferencia más pequeña que el sistema de medida debe discriminar del valor de $p[C_{xmax}]$. Como antes hemos determinado una resolución de la concentración rCx fija tanto para C_{xmin} como para C_{xmax} , al calcular estas resoluciones en el ámbito de los logaritmos, los valores son ahora diferentes para cada extremo del rango

Los cálculos realizados son los siguientes:

$$\Delta Cx = Cx_{\max} - Cx_{\min}$$

$$p[Cx_{\min}] = -\log Cx_{\min}$$

$$p[Cx_{\max}] = -\log Cx_{\max}$$

$$\Delta pCx = p[Cx_{\min}] - p[Cx_{\max}]$$

$$r[pCx_{\min}] = [pCx_{\min} - (-\log(Cx_{\min} + rCx))] \cdot 1000$$

$$r[pCx_{\max}] = [pCx_{\max} - (-\log(Cx_{\max} + rCx))] \cdot 1000$$

5.2. Discriminación del potencial electroquímico

Otro dato importante es el valor de tensión mínimo que deberemos ser capaces de discriminar en la medida de la tensión electroquímica. Conocida la sensibilidad en mV/pCx y la resolución $rp[Cx]$ podemos calcular fácilmente el valor de tensión más pequeño que hemos de ser capaces de medir.

En la expresión (22) habíamos determinado que la sensibilidad máxima teórica a 25 °C para un ión monovalente era de 59 mV/pCx y en las características del ISFET expuestas en el apartado 4.11 considerábamos según se podía comprobar experimentalmente que ésta variaba entre 50 mV/pCx y 59 mV/pCx . El menor valor de tensión a medir será el resultado de multiplicar la sensibilidad mínima considerada - tabla 1 - por el valor más pequeño obtenido para $rp[Cx]$ - tabla 2.

En la tabla 2 observamos que el valor de resolución más pequeño es de 0,217 $mpCx$ que corresponde a una resolución de 0,1 $mmol/L$ al medirla en el valor máximo del rango de concentraciones de Na^+ (200 $mmol/L$). Por lo tanto el valor mínimo de tensión a discriminar a de ser

$$50 \cdot 10^{-3} V \cdot 0,217 \cdot 10^{-3} pCx = 10,85 \cdot 10^{-6} V$$

Como este valor corresponde al incremento mínimo de potencial electroquímico que hemos de discriminar lo llamaremos $\Delta_{\min} \varphi_o$ y redondeando será

$$\boxed{\Delta_{\min} \varphi_o = 11 \mu V} \quad (34)$$

Podemos ahora calcular la variación de Id que corresponde a esta variación mínima de potencial electroquímico $\Delta_{\min} \varphi_o$ y que será la ε que habíamos introducido en la formula (26).

Si tomamos el valor típico de transconductancia de la tabla 1

$$g_m = 500 \frac{\mu A}{V}$$

para un incremento de

$$V_{gs} = 11 \mu V$$

tenemos que

$$\Delta_{\min} Id = 500 \cdot 10^{-6} \frac{A}{V} \cdot 11 \cdot 10^{-6} V = 5,5 \cdot 10^{-9} A \quad (35)$$

o sea

$$\varepsilon = 5,5 \text{ nA} \quad (36)$$

De aquí deducimos que el sistema que implementemos para medir la corriente Id deberá tener una resolución de cómo mínimo el valor de ε .

Este razonamiento puede verse gráficamente en la figura 29.

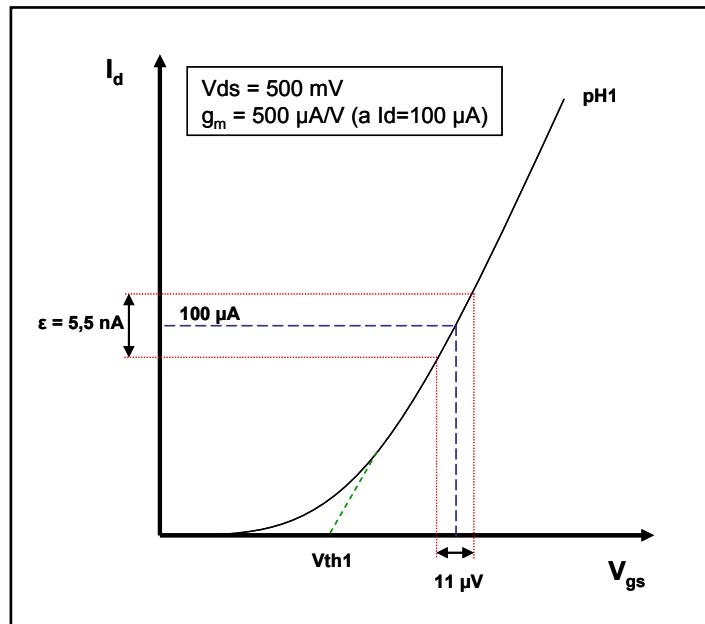


Figura 29: Correspondencia entre el mínimo valor a discriminar de V_{gs} y el de Id

5.3 Valores de trabajo de V_{ds} e Id

Estudios han determinado que el punto óptimo de trabajo de un ISFET es

$$V_{ds} = 500 mV \quad \text{y} \quad Id = 100 \mu A$$

Esta corriente corresponde a la corriente atómica del ISFET y por ello la que da mejores resultados.

6. EL SIMULADOR DEL ISFET

Ya hemos visto anteriormente que precisábamos de un dispositivo que nos permitiera sustituir al ISFET en la fase de desarrollo de la Unidad de medida objetivo de este proyecto. A su diseño le vamos a dedicar este capítulo.

6.1. Principio de funcionamiento del simulador

En la figura 26 se representa la polarización unipolar que nos permite trabajar siempre con tensiones positivas. En ella el ISFET está representado por el símbolo de un MOSFET más una fuente de tensión conectada en serie en el circuito de puerta, entre el electrodo de referencia (recordemos que en el ISFET hace de puerta) y la membrana selectiva para representar la tensión umbral propia del ISFET. Según se llegó a la conclusión en la ecuación (5) ($V_{th_{ISFET}} = \varphi_o + V'th$), la tensión umbral del ISFET $V_{th_{ISFET}}$ se compone de dos partes, una parte fija dependiente de la implementación del transistor $V'th$ y otra variable φ_o dependiente de la concentración iónica.

Por la ecuación (4) sabemos que

$$V_{th_{ISFET}} = \varphi_o + V'_{FB_{ISFET}} + 2\Phi_F + \frac{Q_B}{C_{ox}} \quad (37)$$

y para un MOSFET podemos escribir la ecuación

$$V_{th_{MOSFET}} = V'_{FB_{MOSFET}} + 2\Phi_F + \frac{Q_B}{C_{ox}} \quad (38)$$

en la que en la expresión de $V'_{FB_{MOSFET}}$ interviene la función de trabajo del metal.

Si consideramos el transistor MOSFET que hay integrado en el mismo dado que el ISFET - figura 30 - y que tiene su misma geometría podemos aceptar que los dos últimos términos de las ecuaciones (37) y (38)

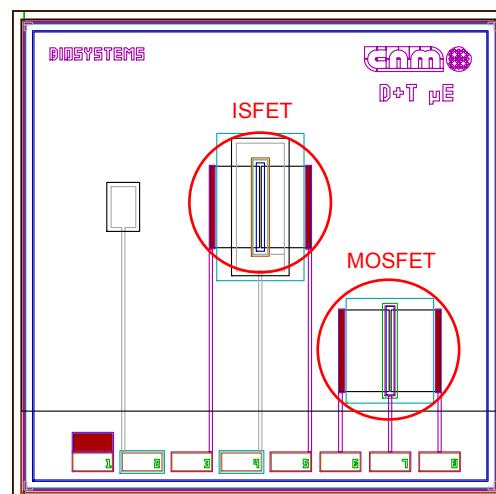


Figura 30: Transistores ISFET y MOSFET integrados en el mismo dado

$$2\Phi_F + \frac{Q_B}{C_{ox}} \quad (39)$$

son iguales

Si consideramos una tensión umbral tal como

$$V_{th_{SIMULADOR}} = \varphi_S + V_{FB_{MOSFET}} + 2\Phi_F + \frac{Q_B}{C_{ox}} \quad (40)$$

considerando

$$\varphi_S = \varphi_o \quad \text{entonces} \quad V_{th_{SIMULADOR}} \neq V_{th_{ISFET}} \quad (41)$$

ya que

$$V_{FB_{MOSFET}} \neq V'_{FB_{ISFET}} \quad (42)$$

pero en cambio si

$$\Delta\varphi_S = \Delta\varphi_o \quad \text{entonces} \quad \boxed{\Delta V_{th_{SIMULADOR}} = \Delta V_{th_{ISFET}}} \quad (43)$$

Por lo que llegamos a la conclusión de que si usamos el transistor MOSFET integrado en el mismo dado que el ISFET colocando una fuente de tensión φ_S en serie con la puerta, la variación de esta fuente $\Delta\varphi_S$ producirá en el MOSFET el mismo efecto que produciría una variación de igual magnitud en el potencial electroquímico de un ISFET. De esta forma podemos simular variaciones de tensión umbral mediante el MOSFET de forma controlada.

Gráficamente se ha representado en la figura 31. En (a) se ha desglosado la tensión $V_{th_{ISFET}}$ en dos fuentes según la ecuación (5) mientras que en (b) se considera la tensión umbral del MOSFET y una fuente externa en serie φ_S .

El simulador de ISFET, será pues un dispositivo que utilizará el transistor MOSFET del mismo dado que un ISFET a cuya puerta se conectará en serie una

fuente de tensión variable que nos permitirá simular variaciones del potencial electroquímico.

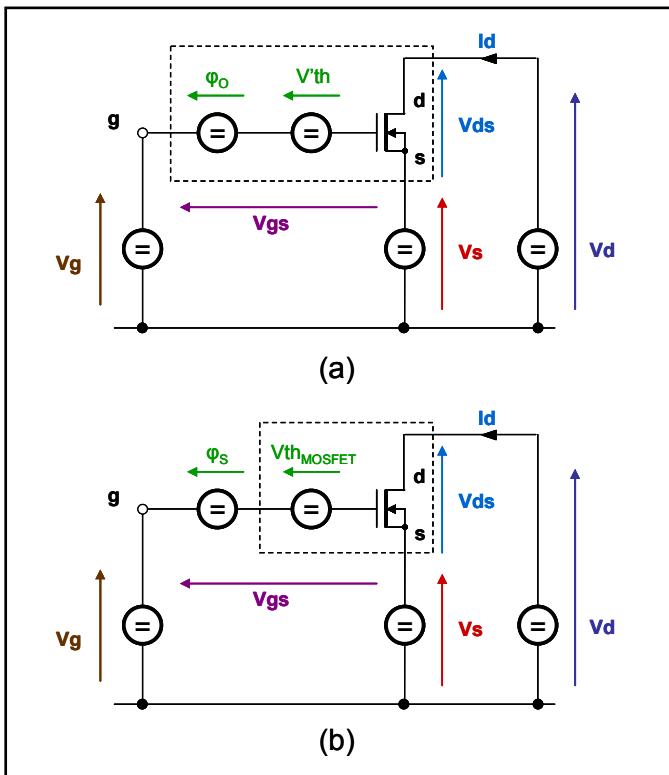


Figura 31: Representaciones esquemáticas del ISFET (a) y del MOSFET (b) como elemento simulador

Esta conexión serie es muy difícil de realizar en la práctica ya que tanto la fuente que genera V_g como φ_s están referida a masa por lo que habrá que utilizar otra estrategia.

En la figura 32 se ha realizado una representación más práctica de un sistema de medida multisensor. El recuadro color naranja representa la Unidad de medida. En la figura 32 (a) vemos los tres sensores cada uno de ellos conectados a la Unidad de medida mediante 3 de los 4 terminales de un conector. El

cuarto terminal de todos ellos está conectado en el interior de la Unidad de medida al potencial de polarización del electrodo de referencia V_g que a su vez se conecta a éste por el terminal de otro conector. Es la misma conexión que en la figura 28 pero aquí no se han representado las conexiones de drenador y fuente, solo la parte de puerta.

En la figura 32 (b) se muestra la misma unidad de medida que en (a) pero aquí no se han conectado ni los ISFET ni el electrodo de referencia. En su lugar y en uno solo de los canales, se ha conectado el Simulador de ISFET. Como se puede ver, el simulador genera la tensión φ_s respecto a masa y al simulador le entra la tensión de polarización de puerta V_g por el terminal 4 del conector. Como no es posible poner en serie las dos fuentes ya que ambas están referidas a la misma masa y como dos fuentes en serie suman sus tensiones, es posible obtener dicha suma mediante un circuito sumador analógico. Esta será la estrategia que se utilizará en este simulador.

6.2. Diagrama de bloques

Así pues según lo visto en el apartado anterior, el Simulador de ISFET debe contener un MOSFET que variará su corriente Id con la variación de una tensión aplicada a su puerta, como lo haría el ISFET si el potencial electroquímico variara la misma magnitud.

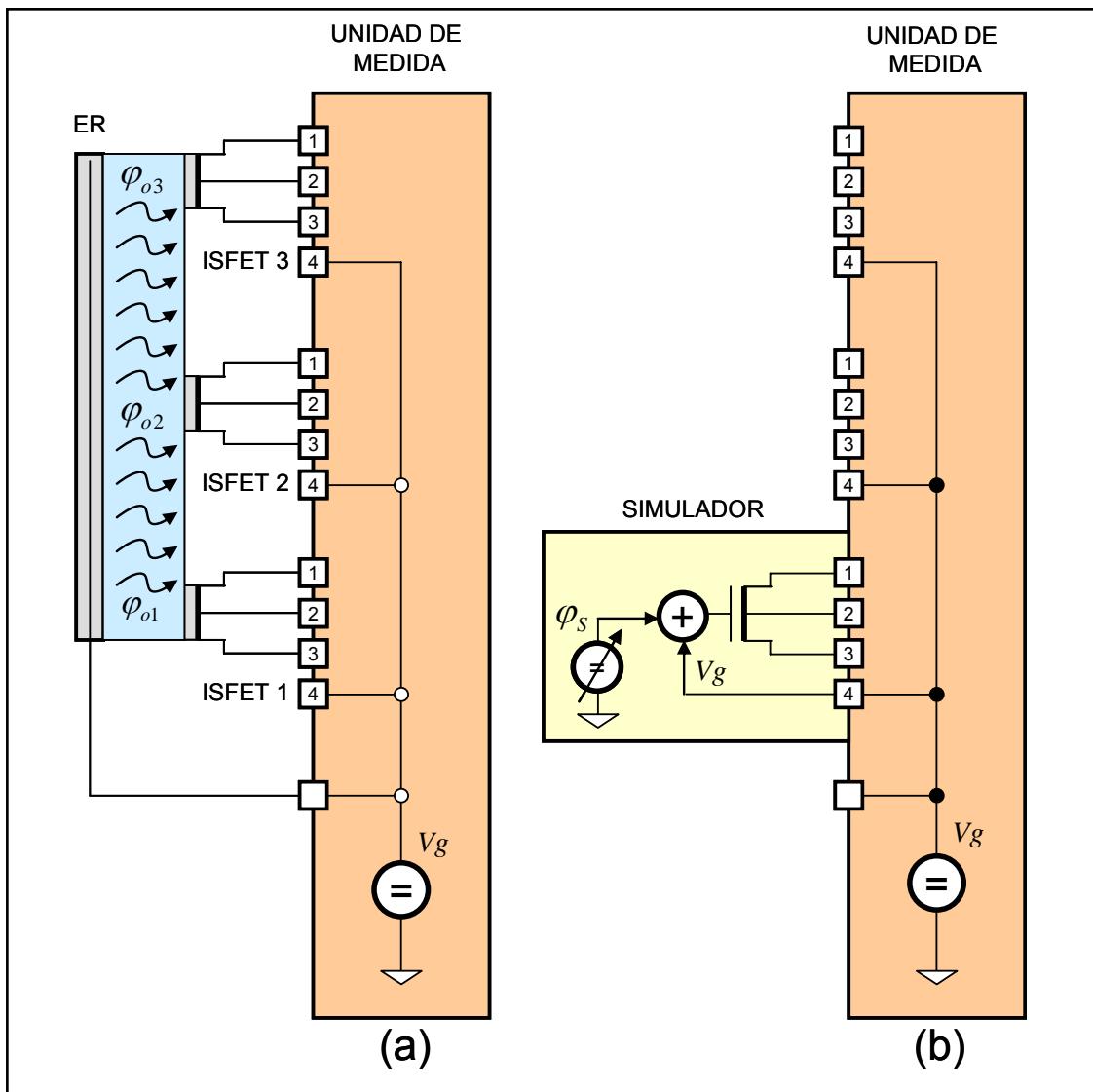


Figura 32: Representación esquemática de: (a) grupo lector con los tres sensores ISFET, electrodo de referencia y fluido y (b) usando el simulador conectado a un Canal de medida

Según la figura 32 (b) el núcleo del simulador serán el MOSFET, el generador de φ_S y el sumador. Sin embargo hay algunas cosas más a tener en consideración. En primer lugar la respuesta de un ISFET a una variación de concentración del ión al que es selectivo no es inmediata. De hecho puede tardar bastantes segundos en estabilizarse. Este retraso es el que nos da el tiempo de respuesta y es susceptible de

estudio y mejora. Además, el método de medida de la variación de V_{gs} se verá influido por este tiempo de retardo que deberá tenerse en cuenta en los algoritmos de medida a Id constante.

Será pues necesario incluir algún elemento en el simulador que nos produzca este efecto de cambio lento. La determinación de este tiempo de retardo y su tipo de variación será objeto de la investigación para la que se diseña este equipo, por lo que ahora solo podemos hacer una estimación. Parece lógico suponer adecuada una variación de 1^{er} orden por lo que entre el sumador y la puerta del MOSFET se intercala un filtro pasa bajos de orden uno.

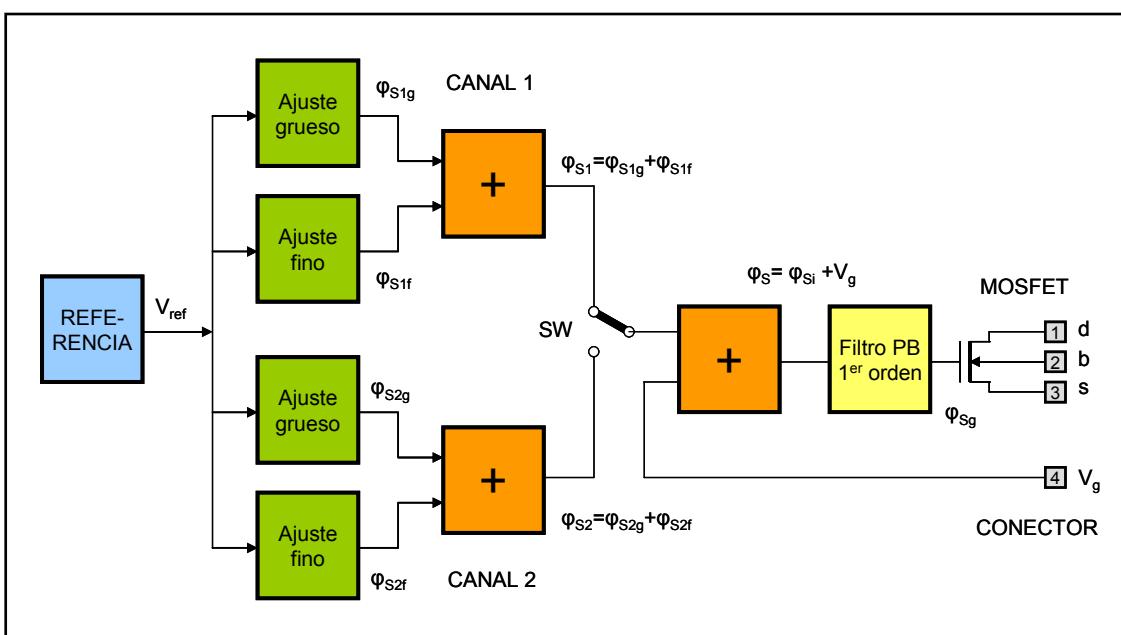


Figura 33: Diagrama de bloques del simulador de ISFET

Por otro lado ya hemos visto que las medidas las hacemos frente a calibradores es decir siempre necesitados dos valores de potencial electroquímico, bien sea para determinar la sensibilidad como para determinar una concentración problema frente a un calibrador. Por ello el simulador se equipa de dos canales de generación de tensión φ_{s1} y φ_{s2} que podrán comutarse para cambiar el valor aplicado a la puerta del MOSFET.

En la figura 33 se puede ver el diagrama de bloques del simulador. Empezando por la derecha primero tenemos el conector de 4 terminales antes mencionado. A continuación el MOSFET, el filtro pasa bajos de 1^{er} orden y el sumador de las tensiones φ_{si} y V_g . A la izquierda del sumador, un conmutador SW puede seleccionar

φ_{S1} o φ_{S2} , cada una de las cuales se obtiene con la suma de otras dos φ_{Sig} y φ_{Sif} que corresponden a un ajuste grueso y otro fino. Ello es necesario ya que para comprobar que la unidad de medida que vamos a diseñar es capaz de discriminar variaciones de Id correspondientes a variaciones de potencial φ_{Si} de $11 \mu V$ se debe poder generar variaciones de esta tensión, con incrementos menores.

A estos niveles de señal, el ruido eléctrico generado en el propio circuito, recibido por la alimentación (susceptibilidad conducida) o por radiación electromagnética (susceptibilidad radiada), pueden ser muy importante. Es pues necesario tomar una serie de medidas para conseguir la limpieza de señal que se necesita. Este va a ser un punto clave del diseño, tanto del simulador para generar los pequeños incrementos de tensión como de la Unidad de medida para ser capaz de discriminarlos. En el siguiente apartado se detallarán las medidas tomadas al efecto.

Las tensiones φ_{S1} y φ_{S2} deben ser tensiones estables en el tiempo y con la temperatura. Para ello es preciso un sistema de referencias de tensión a partir de las que se generen las citadas tensiones. Estas referencias están representadas en el diagrama de bloques por el recuadro más a la izquierda.

6.3. Resolución del simulador

Como se ha dicho más arriba, se pretende generar incrementos de tensión del potencial electroquímico simulado menores a $11 \mu V$ por lo que fijamos como objetivo conseguir

$$\Delta\varphi_{Sg} \approx 5 \mu V$$

6.4. Estrategias de diseño

Para resolver las dificultades que se apuntaban en el apartado anterior se han adoptado las estrategias constructivas que se detallarán seguidamente. En su descripción se hace referencia a diferentes componentes pero no se detallan todas sus características en esta memoria. Para obtener más información, en la carpeta *Datasheets de componentes* del CD del proyecto se encontrarán las hojas de especificaciones de cada uno de ellos.

El esquema electrónico a cuyos componentes se hace referencia a continuación y que es el resultado del diseño de esta simulador, puede verse en el anexo 2 Esquemas

electrónicos, Hoja 1: Simulador de ISFET. Algunas partes del esquema se reproducen como figura en el texto para mayor claridad.

6.4.1. Tipo de circuito

Se opta por un circuito totalmente analógico sin ningún tipo de microcontrolador para evitar la generación de ruido de conmutación propio de estos dispositivos. Por otra parte la función de generar tensiones a partir de referencias y sumarlas es una tarea fácilmente realizable con circuitería analógica.

6.4.2. Alimentación

Para evitar cualquier entrada de ruido vía alimentación se ha optado por alimentar el circuito mediante pilas. Este equipo tiene un bajo consumo y su utilización se va a limitar a la puesta en marcha de la Unidad de medida y no tendrá utilidad una vez ésta esté terminada y lista para su uso en investigación. De forma que la limitación de la autonomía no es un problema para la función que pretende dársele.

Para que la tensión aplicada a la puerta del MOSFET pueda tomar valores mayores o menores que V_g es necesario que la tensión φ_s pueda ser positiva o negativa. Por ello se ha optado por un circuito alimentado a dos tensiones $+5V$ y $-5V$. Para ello se usan dos pilas de 9 voltios y dos reguladores de *low-dropout* IC3 e IC2 de forma que las pilas se aprovechan hasta que su tensión es aproximadamente 5,2 voltios. Al llegar a este valor unos comparadores U6 y U7 detectan que las pilas están llegando a su límite e iluminan los LED, LD1 y LD3. Se ha optado por esta estrategia para que los LED estén apagados cuando las pilas están en buen estado minimizando así el consumo. Una vez las pilas están bajas, el aumento de consumo no importa pues ya hay que cambiarlas.

6.4.3. Referencias de tensión

Para obtener las referencias de tensión se ha optado por usar una referencia integrada de tensión de precisión de $+2,5$ voltios y mediante un amplificador también de precisión y de ganancia -1 obtener los $-2,5$ voltios. El amplificador inversor se realiza con el amplificador diferencial INA134 cuyas características se exponen en la tabla 3 y mediante el conexionado de la figura 34.

PARAMETRO	VALOR	UNIDAD
Tensión de offset típica	± 100	μV
Tensión de deriva térmica	± 2	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Densidad de ruido a 1kHz	52	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

Tabla 3: Características más destacadas del amplificador diferencial INA134

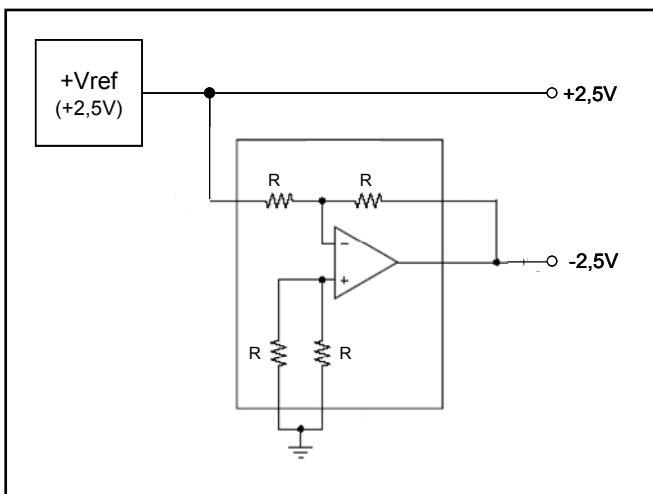


Figura 34: Circuito de tensiones de referencia

En la figura 36 se reproduce la parte del esquema que genera las cuatro tensiones que corresponden a los ajuentes grueso y fino de cada canal.

Las tensiones gruesas se obtiene con los potenciómetro P1 y P3 de 100K Ω conectados directamente entre +2,5V y -2,5V con lo que tenemos una resolución de

6.4.4. Generación de tensiones

Para la generación de tensiones se utiliza el método tradicional de potenciómetros solo que aquí se han elegido potenciómetros de selección digital¹⁰ de gran calidad según se ve en la figura 35. Cada potenciómetro tiene tres dígitos lo que permite obtener una resolución de 10^{-3} de su tensión en bornes.



Figura 35: Potenciómetro de selección digital

$$\Delta\varphi_{\text{Sig}} = [2,5 - (-2,5)] \cdot 10^{-3} = 5\text{mV} \quad (44)$$

y a la salida podemos obtener tensiones positivas y negativas de forma que los 0 voltios se conseguirán alrededor del valor 500 de los potenciómetros¹¹.

¹⁰ No confundir con un E2POT (potenciómetro digital). En este caso se trata de un potenciómetro analógico cuyo valor se selecciona por un método numérico

¹¹ El valor exacto dependerá de la tolerancia de cada potenciómetro.

Las tensiones finas se obtienen de modo similar con los potenciómetros P2 y P4 de 1KΩ en serie con sendas resistencias (R1-R2 y R3-R4) de 412 KΩ cada una tal como se muestra en la figura 36. De esta forma en bornes de los potenciómetros tenemos

$$Rango \varphi_{Sif} = [2,5 - (-2,5)] \cdot \frac{1}{2 \cdot 412 \cdot 10^3 + 1000} \approx 6mV \quad (45)$$

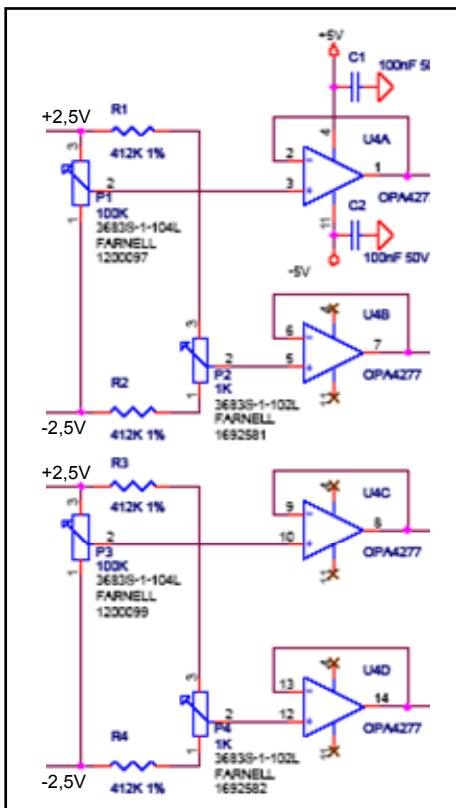


Figura 36: Circuitos de generación de tensiones φ_{ia} y φ_{if}

Cada salida del potenciómetro va seguida de un amplificador operacional OPA4277 en configuración de seguidor para obtener una buena adaptación de impedancias entre los potenciómetros y los sumadores. Debido a los valores de los incrementos de tensión que el circuito anterior puede generar se ha elegido un amplificador operacional de muy baja tensión de offset y lo que aún es más

como este valor es mayor que los 5mV que resuelven los potenciómetros de ajuste grueso, garantiza que no quedarán zonas de tensión sin cubrir. Ahora mediante los ajustes finos, estas tensiones que está centradas alrededor de 0 voltios¹² si las dividimos por 1000 con los potenciómetro P2 y P4 obtenemos una resolución de

$$\Delta\varphi_{Sif} = 0.006 \cdot 10^{-3} = 6\mu V \quad (46)$$

Aproximadamente la mitad del valor de discriminación $\Delta_{\min}\varphi_o$.

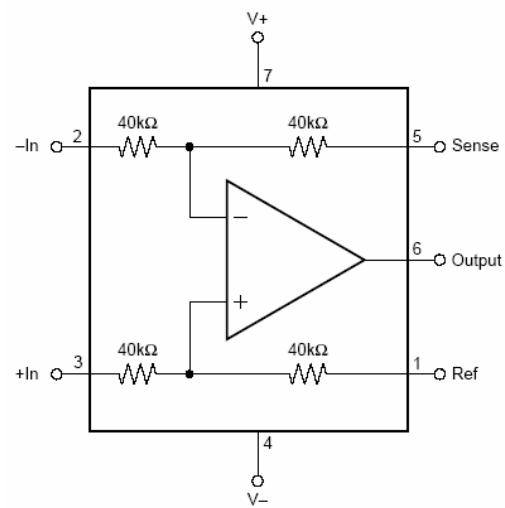


Figura 37: Amplificador diferencial integrado INA134

¹² El centrado de esta tensión alrededor de 0 voltios dependerá básicamente de la tolerancia de las resistencias de 412 KΩ. Deben seleccionarse bien apareadas.

importante de muy baja tensión de deriva tanto temporal como térmica:

6.4.5. Sumadores

En el circuito del simulador se usan tres sumadores. Dos de ellos sirven para generar las tensiones φ_{Si} partiendo de sus componentes de ajuste grueso y fino

$$\varphi_{Si} = \varphi_{Sig} + \varphi_{Sif} \quad (47)$$

La implementación de estos sumadores se realiza con sendos amplificadores diferenciales integrados como el de la figura 37. Este circuito permite realizar un buen número de funciones según se conecten sus terminales.

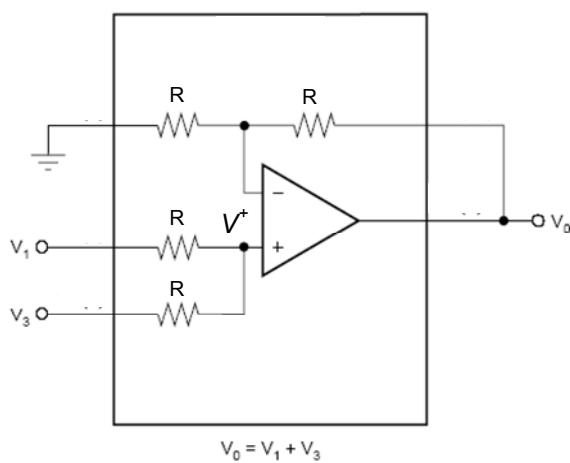


Figura 38: Circuito sumador realizado con un INA134

el nodo positivo es

$$V^+ = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

y la tensión de salida

$$V_o = V^+ + \frac{V^+}{R} R = 2V^+ = 2 \frac{V_1 + V_2}{2} = V_1 + V_2 \quad (48)$$

El amplificador diferencial utilizado es el INA134 de Texas/Burr-Brown cuyas características de mayor interés para este diseño se detallan en la tabla 3.

La ventaja de usar un amplificador diferencial integrado es que el apareamiento de las resistencias es del 0,01%, debido a que están ajustadas con láser, muy superior al que se conseguiría si se usara un operacional con resistencias discretas.

Para realizar el circuito sumador hay que implementar el conexionado de la figura 38 en el que las cuatro resistencias son iguales. La tensión en

Podemos observar que la tensión de offset es unas 10 veces superior al valor mínimo de discriminación $\Delta_{\min}\varphi_o$ definido en (34). Esto sin embargo no nos debe preocupar ya que es un valor de tensión sumativo constante que no afecta a la resolución con que podemos generar φ_{Si} . Lo que en principio podría comportar mayor dificultad son las derivas temporal y térmica.

La deriva térmica vemos que es aproximadamente 1/6 de $\Delta_{\min}\varphi_o$ con lo que no nos debería preocupar demasiado y la temporal no está definida para este dispositivo. Sin embargo, ambas derivas se verán compensadas por las calibraciones.

6.4.6. Etapa de salida

La etapa de salida – figura 39 – está formada por el sumador de la tensión φ_s y Vg (U8), el filtro de primer orden y el MOSFET de salida. El sumador es el mismo circuito usado anteriormente y se pueden aplicar a él los mismos cálculos y consideraciones.

Una entrada del sumador se conecta al punto común de un conmutador SW que selecciona una de las dos tensiones generadas en el simulador y la otra entrada al terminal 4 del conector del ISFET por donde entra la tensión de polarización del electrodo de referencia Vg .

El filtro de primer orden se implementa mediante una RC (P5, C8) seguido de un amplificador operacional MAX4238 (U5) – cuyas características más relevantes se pueden ver en la tabla 4 – en configuración seguidor para adaptar impedancias.

PARAMETRO	VALOR	UNIDAD
Tensión de offset	0,1	μV
Tensión de deriva temporal	50	$\text{nV}/1000\text{horas}$
Corriente de polarización	1	pA
Tensión de deriva térmica	10	$\text{nV}/^\circ\text{C}$
Densidad de ruido a 1kHz	30	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Ganancia en lazo abierto	150	dB
Resistencia de salida (R_o)	15	Ω
CMRR	140	dB
Rango de modo común de entrada	-0,1 a $V_{cc}-1,3$	V
Vrail ($V_{cc}-V_{OH}$ o V_{OL}) máximo	10	mV

Tabla 4: Características más destacadas del amplificador operacional MAX4238

Este amplificador operacional cuyas características completas se pueden ver en la carpeta *Datasheets de componentes* del CD del proyecto, será ampliamente utilizado en el diseño de la Unidad de medida.

P5 es un potenciómetro de selección digital como los utilizados en la generación de tensiones, solo que de 2 dígitos (resolución 10^{-2}) y de $1M\Omega$ y C8 un condensador cerámico de $10\mu F$ lo que nos da una constante de tiempo de

$$RC = 10^6 \cdot 10^{-5} = 10 \text{ seg} \quad (49)$$

Si φ_S es la tensión a la entrada del filtro y $\varphi_{S\text{DELAY}}$ es la tensión a su salida tenemos que

$$\varphi_{S\text{DELAY}} = \varphi_S \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad (50)$$

llamando

$$k = \frac{t}{RC} \quad \text{y} \quad \rho = \frac{\varphi_{S\text{DELAY}}}{\varphi_S} \quad \text{tenemos que} \quad \rho = 1 - e^{-k}$$

de donde

$$k = -\ln(1 - \rho) \quad (51)$$

Para obtener una tensión a la salida del 99,9% del valor de la de la entrada tendremos

$$\rho = 0,999$$

por lo tanto

$$k = -\ln(1 - 0,999) = 6,9$$

y

$$t = 6,9RC = 69 \text{ seg} \quad (52)$$

Este valor es bastante superior a los tiempos esperados de respuesta de un ISFET y parecido al de los electrodos ISE con lo que tenemos un buen margen de simulación.

Para el valor 00 del selector digital del potenciómetro el valor de resistencia obtenido es de aproximadamente $1,5 \Omega$ con lo que la constante de tiempo resultante en este caso es

$$RC = 1,5 \cdot 10^{-5} = 15 \mu\text{seg} \quad (53)$$

Un tiempo que podemos considerar cero frente a al tiempo máximo del filtro. Los dos dígitos del potenciómetro permiten obtener 100 valores de RC entre 0 y 10 segundos.

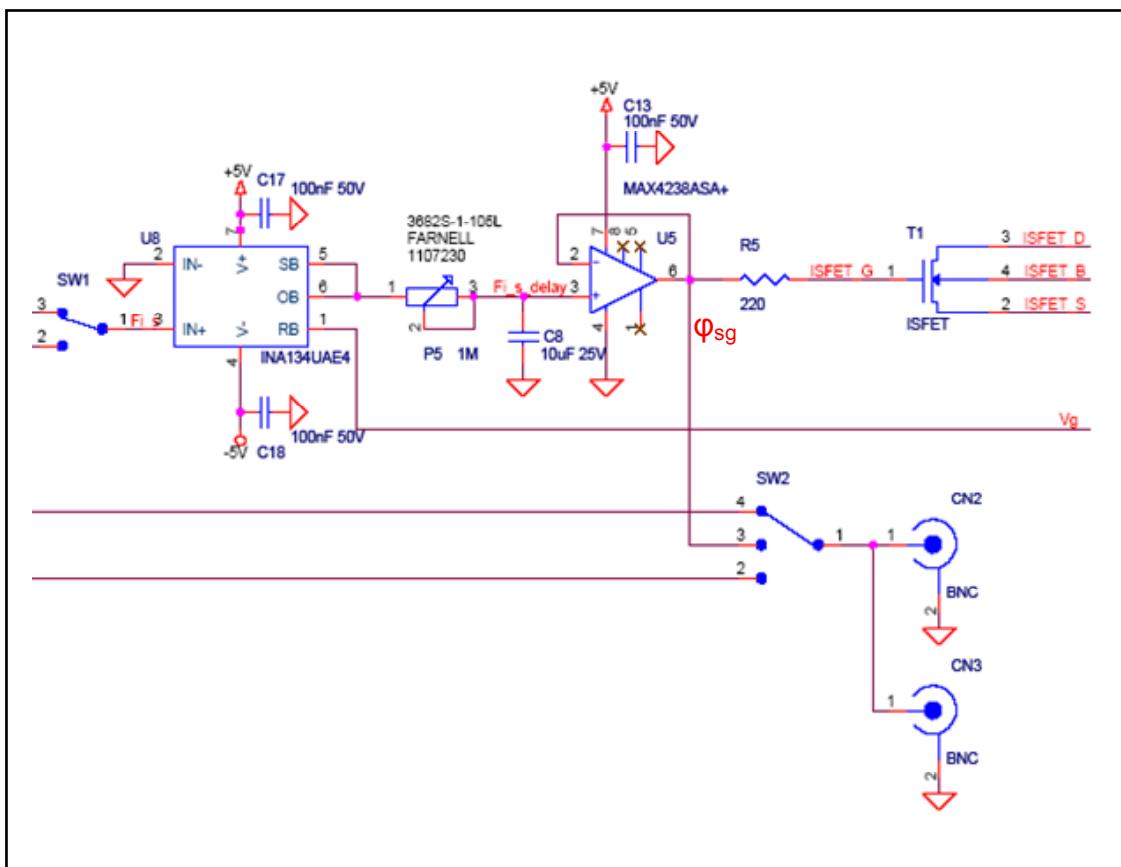


Figura 39: Etapa de salida del simulador de ISFET

6.4.7. Conectores de salida

Los tres terminales del MOSFET y la señal V_g van al ya citado conector de 4 terminales, no representado en la figura 39 en la que si pueden verse dos conectores BNC (CN2 y CN3) a los que llega el terminal central de un conmutador de 3 posiciones. Las entradas a dicho conmutador son las dos tensiones generadas en cada canal φ_{S1} y φ_{S2} y la tensión φ_{Sg} .

Mediante uno de estos conectores podremos conectar una de estas tensiones a un instrumento de medida externo como un microvoltímetro o un osciloscopio y mediante el otro introduciremos esta tensión en la unidad de medida donde la mediremos con un convertidor de 24 bits

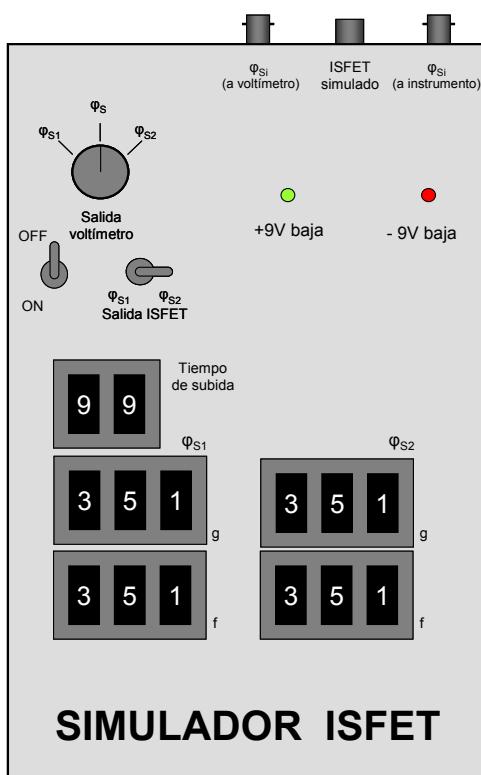


Figura 40: Diseño constructivo del Simulador de ISFET

tensiones de salida a los BNC

En la figura 40 puede verse el diseño de la construcción del simulador que se pretende conseguir.

6.4.8. Implementación física

Todos los elementos del simulador se ensamblan en una caja metálica de aluminio fundido que permite un excelente blindaje eléctrico. Al ir alimentado con pilas, no hay entrada de alimentación exterior. Las salidas son los tres conectores mencionados. El del MOSFET con cuerpo conectado a masa y los otros dos como ya se ha dicho, coaxiales BNC que garantizan el blindaje de la señal.

Sobre la cara frontal se hallan todos los elementos de control: el interruptor de encendido, los LED de pila baja, los potenciómetros de selección digital, el conmutador de canales y el conmutador de

7. LA UNIDAD DE MEDIDA

7.1. Diagrama de bloques

La unidad de medida es la parte del equipo que se encarga de la polarización de cada uno de los ISFET así como del electrodo de referencia y mide todas las tensiones y corrientes implicadas.

La Unidad de medida será un circuito de precisión que por su construcción física, como se verá más adelante, constituye una unidad independiente conectada con el microprocesador de la unidad de control de forma aislada galvánicamente igual que su alimentación, para garantizar la máxima inmunidad a las perturbaciones externas.

En la figura 41 podemos ver el diagrama de bloques en el que se representa de forma sintética toda la unidad.

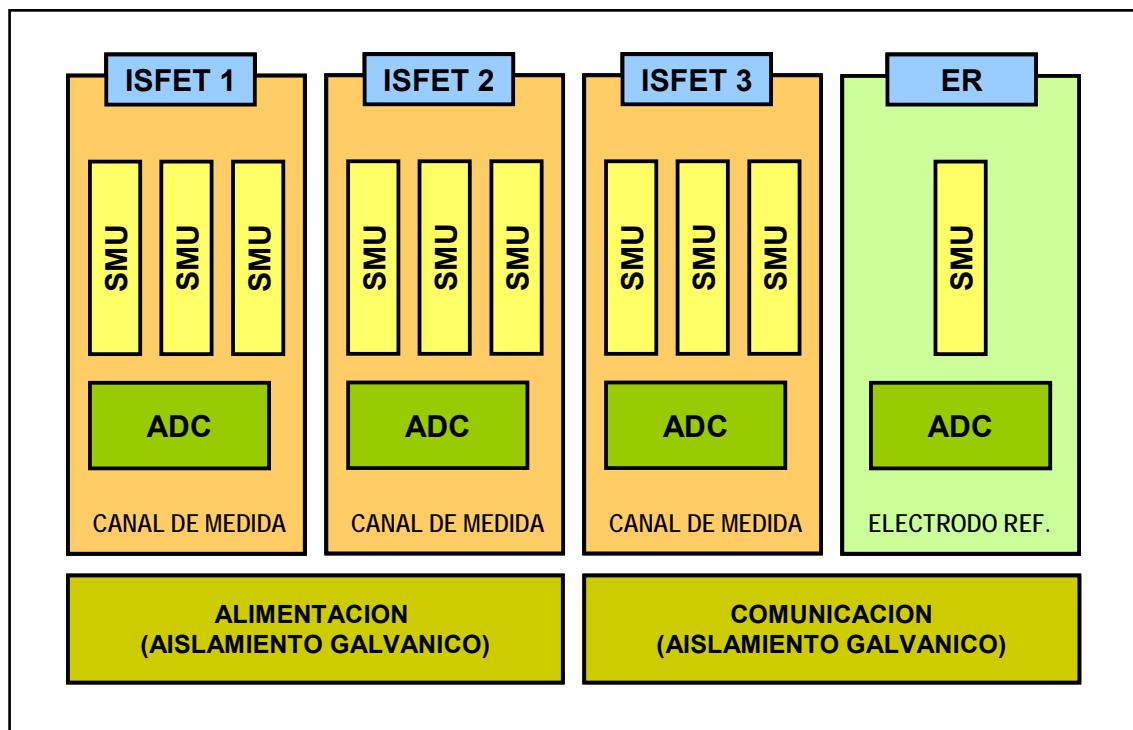


Figura 41: Diagrama de bloques de la unidad de medida

En el podemos distinguir los siguientes elementos

- 1) Tres módulos de Canal de medida.
- 2) El circuito correspondiente al electrodo de referencia
- 3) El circuito de comunicación con el microcontrolador con aislamiento galvánico
- 4) La alimentación de la unidad también con aislamiento galvánico.

7.2. Canal de medida

El Canal de medida es el conjunto de circuitos de la Unidad de medida que polarizan y miden un ISFET.

Cada canal de medida tiene tres circuitos SMU (Source & Mesurement Unit) cada uno de los cuales polariza un terminal del ISFET y a la vez mide la corriente que circula por él. En la figura 42 se ha representado simplificadamente el esquema de un canal de medida con sus SMU y el circuito del electrodo de referencia que, aunque no pertenezca al canal de medida es necesario para entender el funcionamiento del circuito. Podemos ver el ISFET representado como en la figura 11 (b) del apartado 4.4. Sus tres terminales (drenador, fuente y substrato) se indican por un punto negro al igual que la puerta que como sabemos es el electrodo de referencia y es común a los tres ISFET que soporta la Unidad de medida.

Cada uno de estos cuatro terminales tiene en serie a masa una fuente de tensión que lo polariza y un medidor de corriente indicado con un círculo con la letra A (de Amperímetro). Ambos elementos se han agrupado en un recuadro punteado para indicar que forman una unidad. Cada una de estas unidades es un SMU.

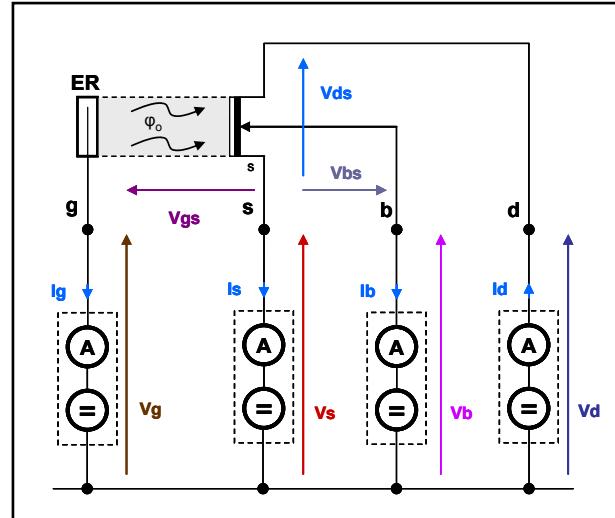


Figura 42: Esquema de principio de un canal de medida

Cada SMU polariza un terminal con una tensión referida a masa. Pero a nosotros nos interesan las tensiones entre terminales del ISFET. Partiendo de las primeras podemos calcular las segundas mediante diferencias

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= V_d - V_s \\
 V_{bs} &= V_b - V_s \\
 V_{gs} &= V_g - V_s
 \end{aligned} \tag{54}$$

Podemos medir estas tensiones de dos maneras distintas. Mediante un convertidor ADC medir con cuatro canales V_d , V_s , V_b y V_g en relación a masa y realizar las diferencias de las expresiones anteriores por cálculo, o mediante un convertidor de entradas diferenciales medir directamente con tres canales diferenciales entre los terminales correspondientes V_{ds} , V_{bs} y V_{gs} .

Los SMU, como se verá en el apartado siguiente, convierten las corrientes a medir en tensiones que a su vez se podrán determinar mediante convertidores ADC.

7.3. Circuito SMU

Un SMU es pues a la vez una fuente de tensión y un medidor de corriente. Como fuente de tensión deberá presentar una muy baja impedancia de salida a fin de mantener constante dicha tensión independientemente de la corriente que circule por él. Como medidor de corriente no debe introducir caídas de tensión significativas.

Un SMU polariza un circuito externo a través de una salida que llamaremos PUERTO del SMU con una tensión V_{pe} - figura 43. El circuito externo polarizado puede enviar o recibir una corriente I_L desde o hacia el SMU a través del puerto. Por convenio consideramos positiva la corriente que sale del puerto y negativa la que entra.

Para un ISFET de canal n como el que estamos considerando, el drenador está polarizado a una tensión más positiva que la fuente y la corriente que le suministra su SMU es positiva, mientras que la fuente está polarizada a una tensión mas negativa que el drenador y la corriente que le suministra su SMU es negativa. Ambas corrientes deben ser iguales y de signo opuesto, de lo contrario significa que hay fugas en algún punto del sensor. Estas fugas pueden tener lugar hacia el substrato lo que se detectaría con el SMU que lo polariza o hacia el electrodo de referencia, por algún mal aislamiento con el fluido y lo detectaría el SMU que polariza dicho electrodo.

El substrato normalmente se polarizará a la misma tensión que la fuente (tal como estaría conectado en uso normal), aunque puede polarizarse a otras tensiones para estudiar la repercusión que tienen el Efecto Body en la medida.

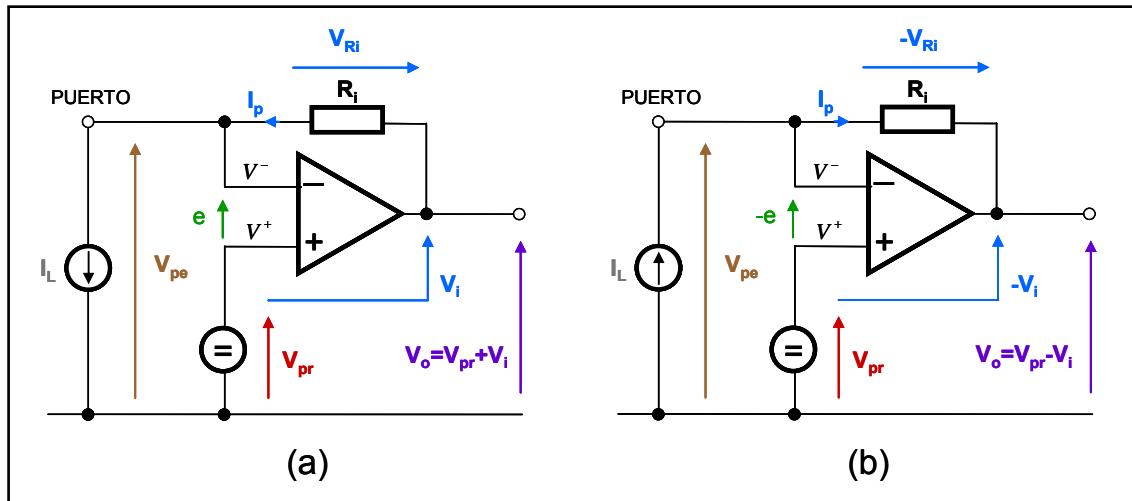


Figura 43: Esquema de principio de un SMU. (a) con corriente positiva. (b) con corriente negativa

El circuito de un SMU diseñado en este proyecto es el que podemos ver en la figura 43. El circuito está implementado mediante un amplificador operacional que en un principio vamos a considerar ideal (ganancia en lazo abierto infinita, impedancia de entrada infinita, corriente de polarización de las entradas cero y resistencia de salida cero). Más adelante consideraremos los valores reales de dichos parámetros y su efecto en la medida. El circuito está alimentado con tensión unipolar, es decir el operacional se alimenta con una única tensión positiva respecto al terminal de referencia (masa).

Se han representado dos casos. En (a) el SMU suministra una corriente positiva (sale del SMU) y en (b) suministra una corriente negativa, (entra en el SMU).

7.3.1. Principio de funcionamiento

Como podemos observar en la figura 43 la configuración del circuito es la de un amplificador de transimpedancia al que se ha polarizado su entrada no inversora mediante una fuente de tensión V_{pr} . Dado que la ganancia en lazo abierto es infinita las tensiones en ambas entradas son iguales ($e = 0$)

$$V^- = V^+ \quad (55)$$

de aquí se deduce que la tensión de polarización del puerto es

$$V_{pe} = V_{pr} \quad (56)$$

Al ser cero la corriente de polarización de la entrada inversora V^- , la corriente I_L que circula por el puerto del SMU lo hace íntegramente por la resistencia R_i

$$I_p = I_L \quad (57)$$

de forma que la tensión en bornes de R_i es proporcional a la corriente que entra por el puerto

$$V_{Ri} = I_L \cdot R_i \quad (58)$$

y por las expresiones (55) y (56) la tensión de salida del operacional será

$$V_o = V_{pe} + V_{Ri} = V_{pr} + V_i \quad (59)$$

Por lo tanto la corriente que circula por el puerto del SMU es proporcional a la diferencia entre la tensión de salida V_o y la de polarización V_{pr}

$$V_i = V_o - V_{pr} \quad (60)$$

Midiendo la tensión V_i y conocida R_i podemos deducir la corriente que circula por el puerto del SMU

$$I_L = \frac{V_i}{R_i} \quad (61)$$

Si la corriente I_L sale por el puerto del SMU - figura 43 (a) - tenemos

$$I_L > 0 \Rightarrow V_i = I_L \cdot R_i > 0 \Rightarrow V_{pr} = V_o - V_i \Rightarrow V_{pr} < V_o \quad (62)$$

es decir, una corriente positiva supone una tensión de polarización V_{pr} menos positiva que la tensión de salida del operacional V_o

Si la corriente I_L entra por el puerto del SMU - figura 43 (b) - tenemos

$$I_L < 0 \Rightarrow V_i = I_L \cdot R_i < 0 \Rightarrow V_{pr} = V_o - (-V_i) \Rightarrow V_{pr} > V_0 \quad (63)$$

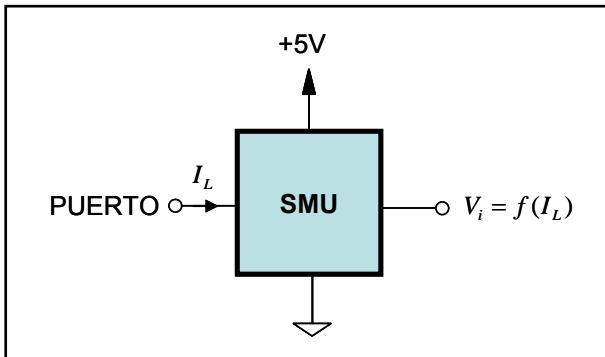


Figura 44: Diagrama de bloque de un SMU

es decir, una corriente negativa supone una tensión de polarización V_{pr} más positiva que la tensión de salida del operacional V_o

La medida de corriente se obtiene pues de forma indirecta por medición de la tensión V_i fácilmente medible

mediante la ecuación (60). Ambas tensiones V_o y V_{pr} tienen baja impedancia y se puede medir bien con un convertidor ADC.

Esquemáticamente podemos ver en primera aproximación un SMU como el bloque de la figura 44.

7.3.2. Considerando la ganancia real del operacional

El amplificador operacional elegido para realizar este SMU es el ya mencionado MAX4238 cuyas características más relevantes se han relacionado en la tabla 4. Como vemos en ella, su ganancia de tensión típica en lazo abierto G_{OL} es de 150 dB es decir

$$G_{OL} = 150 \text{ db} \approx 32 \cdot 10^6 \text{ V/V} \quad (64)$$

Considerando el valor máximo de $V_o = 5V$ tendríamos

$$e = \frac{V_o}{G_{OL}} = \frac{5}{32 \cdot 10^6} = 156 \text{ nV} \quad (65)$$

Lo que para cualquier efecto práctico puede considerarse 0V.

7.3.3. Caída de tensión del amperímetro

Entre la tensión de polarización V_{pr} y la tensión real aplicada a través del puerto V_{pe} solo hay la diferencia de la tensión de error del operacional

$$V_{pe} = V_{pr} + e \quad (66)$$

que como acabamos de ver es totalmente despreciable. Podemos pues decir que la parte amperimétrica no aporta caída de tensión en el circuito de medida.

7.3.4. Cálculo de R_i para los SMU que polarizan drenador y fuente

Con la expresión (61) relacionamos por la ley de Ohm la corriente I_L del puerto del SMU con la tensión V_i siendo R_i la constante de proporcionalidad.

Para determinar R_i debemos definir algunos criterios

- 1) Máxima corriente a medir para drenador y fuente (fondo de escala) $I_{FS}^{d,s} = 1 \text{ mA}$
- 2) Resolución de la medida de corriente: mejor que $\varepsilon = 5,5nA$ (expresión 36, apartado 5.2). Será la corriente correspondiente a 1 LSB del valor conque el convertidor ADC mide la tensión V_i . Tomaremos $I_{1\text{LSB}}^{d,s} = 2 \text{ nA}$
- 3) La tensión máxima V_i no deberá ser muy elevada pues como se verá más adelante limita el rango de polarización del SMU. Tomamos $V_{i\text{max}}^{d,s} \leq 150 \text{ mV}$.
- 4) Vamos a utilizar un convertidor de 24 bits sin latencia de Linear Technology tipo LTC2448 que puede funcionar con 16 canales “single-ended” o con 8 canales diferenciales de 23 bits más signo. En este proyecto se utilizará el modo diferencial.
- 5) Tomaremos como tensión de referencia del ADC +4,5V utilizando una referencia integrada de precisión.
- 6) Según las especificaciones del ADC LTC2448, el rango diferencial entre entradas es de $+\frac{V_{ref}}{2}$ a $-\frac{V_{ref}}{2}$ pero ambas entradas han de ser siempre positivas respecto a masa.

Con estas premisas podemos calcular en primer lugar el valor de tensión de 1 LSB

$$V_{1LSB}^{d,s} = \pm \frac{V_{ref}}{2} \frac{1}{2^{23}} = \pm 2.68 \cdot 10^{-7} V \quad (67)$$

A partir de este valor calculamos la R_i como la relación entre el valor mínimo de tensión que podemos discriminar y la corriente a la que queremos que este valor corresponda

$$R_i = \frac{V_{1LSB}^{d,s}}{I_{1LSB}^{d,s}} = \frac{2,68 \cdot 10^{-7}}{2 \cdot 10^{-9}} = 134 \Omega \quad (68)$$

Ahora vamos a comprobar que cumplimos el criterio 3)

$$V_{i_{max}}^{d,s} = R_i \cdot I_{FS}^{d,s} = 134 \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 0,134 V \leq 150 mV \quad (69)$$

Luego cumplimos el criterio

El número de niveles que somos capaces de discriminar es de

$$n^{\circ} \text{ niveles} = \frac{0,134V}{2,68 \cdot 10^{-7}} = 500.000 \quad (70)$$

Tal como queríamos según se deduce de los criterios 1 y 2.

7.3.5. Cálculo de R_i para el SMU que polarizan el substrato

Los criterios a tener en cuenta son los mismos que en el caso anterior excepto los dos primeros. Como aquí lo que se pretende es medir corrientes de fuga, ya que si todo va bien la corriente por el substrato debería ser prácticamente nula, lo que deberemos definir es la máxima corriente de fuga y la resolución con que queremos medirla.

En condiciones normales, ya que se trata de un dispositivo no ideal, se espera una corriente de fuga tal como se ha indicado en la tabla 1 de 1 nA típico.

Podemos considerar que para medir esta corriente de fuga normal deseemos una resolución mejor que un orden de magnitud a la esperada y que la máxima corriente a

que pueda medir el SMU sea la que nos permita el sistema tal como se ha establecido en el caso del drenador y la fuente. Tomamos como resolución una corriente de

$$I_{1LSB}^b = 20 \text{ pA} \quad (71)$$

y el valor máximo de corriente a medir será

$$I_{FS}^b = I_{1LSB}^b \cdot n^{\circ} \text{ niveles} = 20 \cdot 10^{-12} \cdot 500.000 = 10^{-5} \text{ A} = 10 \mu\text{A} \quad (72)$$

Para tener una tensión $V_{i\max}^b = V_{i\max}^{d,s}$ necesitaremos una R_i tal que

$$R_i = \frac{V_{i\max}^b}{I_{FS}^b} = \frac{0,134}{10^{-5}} = 13,4 \text{ K}\Omega \quad (73)$$

7.3.6. Impedancia del SMU

Ya hemos dicho que el SMU, como fuente de tensión que es, debe presentar una baja impedancia de forma que las variaciones de la corriente de la carga produzcan variaciones de la tensión de polarización despreciables. Vamos ahora a calcular la impedancia que presenta el SMU visto desde el circuito al que polariza.

En la figura 45 se muestra el esquema de SMU para su análisis de impedancia. En la tabla 4 de características del MAX4238, vemos que su resistencia de salida R_o es de 15Ω . Como la R_i será en el peor de los casos un orden de magnitud superior, para simplificar el análisis vamos a considerar

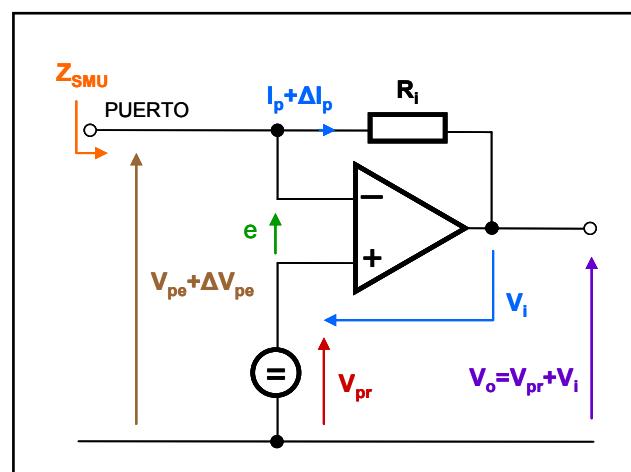


Figura 45: Esquema para el análisis de la impedancia del SMU vista desde el PUERTO

$$R_o \ll R_i$$

La impedancia del SMU vendrá determinada por la variación de la tensión V_{pe} de polarización en el puerto en relación a la variación de la corriente I_L del mismo. Tenemos pues que

$$Z_{SMU} = \frac{\Delta V_{pe}}{\Delta I_p}$$

siendo

$$\Delta V_{pe} = \Delta e$$

por tanto

$$Z_{SMU} = \frac{\Delta e}{\Delta I_p}$$

como sabemos que

$$\Delta V_i = \Delta e \cdot G_{OL}$$

nos queda

$$Z_{SMU} = \frac{\Delta V_i}{G_{OL} \cdot \Delta I_p}$$

y como

$$\frac{\Delta V_i}{\Delta I_p} = R_i$$

finalmente obtenemos

$$Z_{SMU} = \frac{R_i}{G_{OL}}$$

(74)

Ahora, aplicando la expresión (74) podemos calcular la impedancia para cada SMU.

En la tabla 5 resumimos para los SMU de cada uno de los terminales del ISFET la corriente de fondo de escala que queremos medir, su resolución, la resistencia R_i utilizada, la impedancia que presenta en el puerto y el error en la tensión de polarización que introduce cuando circula una corriente de fondo de escala.

SMU	I_{FS}	$I_{1\text{LSB}}$	R_i	Z_{SMU}	$V_{\text{error a } I_{FS}}$	Error a FS
Drenador	1 mA	1 nA	134 Ω	4,2 $\mu\Omega$	4,2 nV	0,03 LSB
Fuente	1 mA	1 nA	134 Ω	4,2 $\mu\Omega$	4,2 nV	0,03 LSB
Substrato	10 μA	10 pA	13,4 K Ω	420 $\mu\Omega$	4,2 nV	0,03 LSB
Electrodo de referencia ¹³	10 μA	10 pA	13,4 K Ω	420 $\mu\Omega$	4,2 nV	0,03 LSB

Tabla 5: Características de los SMU

Como puede apreciarse en la tabla 5 los valores de error en la medida que introducen las impedancias de entrada son totalmente despreciables.

7.3.7. ISFET polarizado por los SMU

En la figura 46 se representa el circuito de un ISFET individual polarizado en sus cuatro terminales, (drenador, fuente, substrato y puerta – electrodo de referencia –) mediante SMU.

¹³ Para el electrodo de referencia ver apartado 7.3.13

Podemos observar que este esquema es el mismo que el de la figura 42 del apartado 7.2. pero un paso más evolucionado. Para medir las corrientes de cada terminal disponemos de las tensiones de salida V_{oi} y de polarización V_{pri} siendo $i = \{d, s, b, g\}$ por lo que midiéndolas y aplicando las ecuaciones (60) y (61) tal como ya se explicó

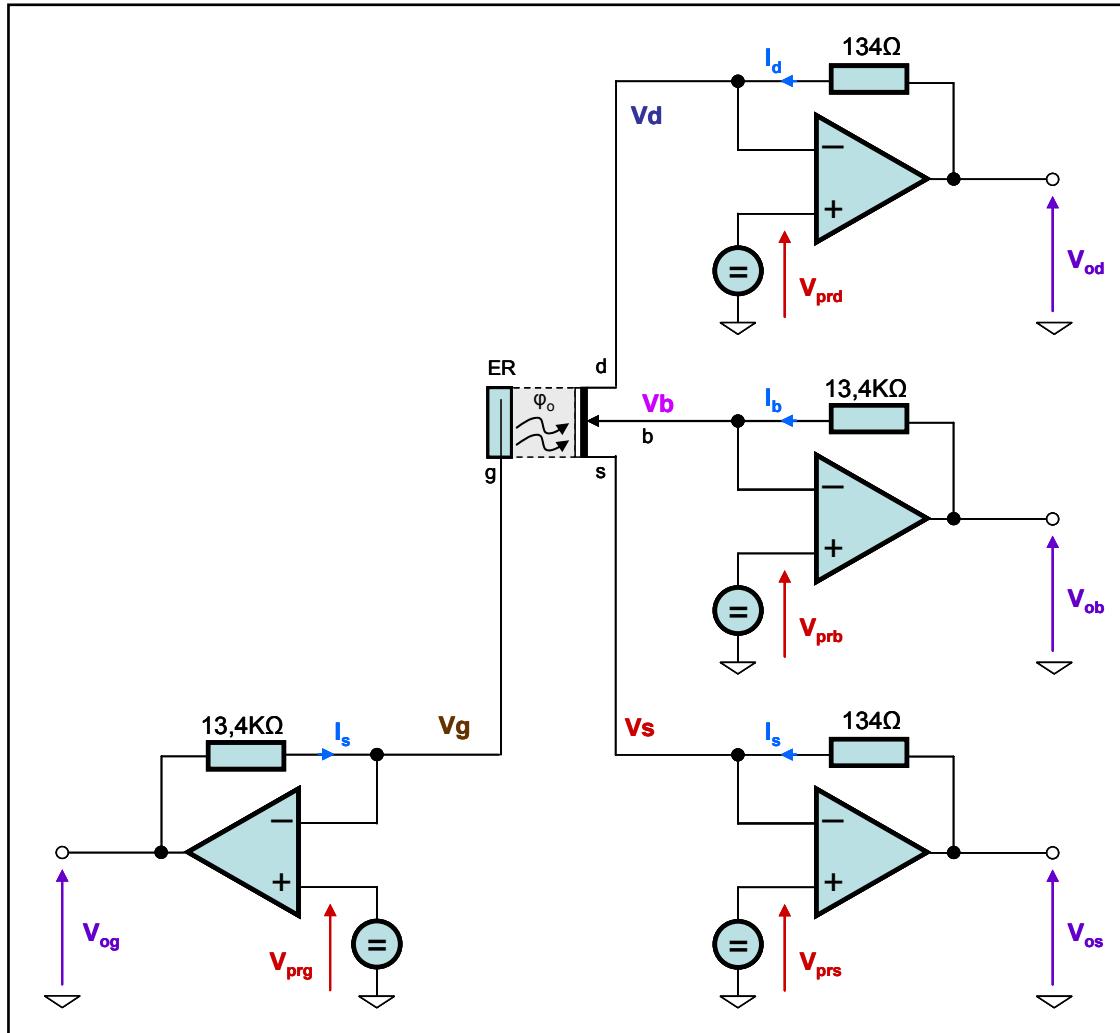


Figura 46: ISFET polarizado por cuatro SMU, uno en cada terminal

en el apartado 7.3.1. obtendremos los valores de las corrientes.

Para obtener los valores de las tensiones V_{ds} , V_{bs} , y V_{gs} deberemos medir los valores V_d , V_b , V_s y V_g que se muestran en la figura 46. Sin embargo medirlos directamente sobre estos puntos con un ADC, supondría poner en derivación a masa una impedancia de valor no despreciable que derivaría por ella parte de la corriente del terminal que no fluiría entonces por el puerto del SMU (y por tanto por la resistencia R_i) e introduciría un error en su medida. Para poder medir estas tensiones debemos pues interponer un circuito adaptador de impedancia de muy buena calidad entre los puntos a medir y el convertidor ADC.

Como ya se vio en el capítulo 6 al tratar del simulador de ISFET, el amplificador operacional MAX4238 ofrece excelentes características para ser usado en este sentido.

Hasta ahora se ha venido usando de forma genérica una fuente de tensión para generar la tensión de polarización de los SMU. Su realización práctica será mediante un convertidor digital-analógico (DAC) de forma que podamos fácilmente programar mediante un microcontrolador la tensión que deseamos para cada SMU.

7.3.8. Circuito completo de un SMU

En la figura 47 puede verse el circuito completo de un SMU. Consta de los siguientes elementos

- A) Un amplificador de transimpedancia formado por el amplificador A1 y la resistencia R_i .
- B) Un amplificador adaptador de impedancias A2 en configuración seguidor
- C) Un DAC generador de la tensión de polarización
- D) Una tensión de referencia del DAC
- E) El PUERTO al que se conecta el terminal a polarizar

La funcionalidad general de este circuito ya ha sido explicada en los apartados anteriores. Ahora vamos a completarla determinando la resolución con que queremos generar las tensiones de polarización V_{pr} lo que nos determinará el número de bits necesario para el DAC.

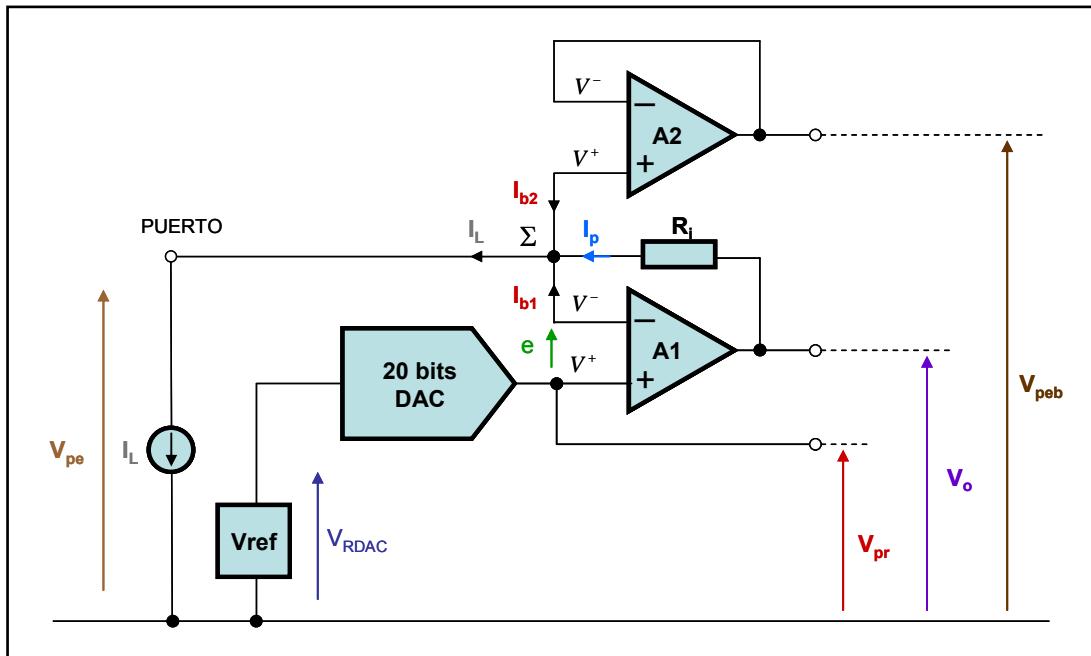


Figura 47: Circuito completo de un SMU

7.3.9. Número de bits del DAC

Para determinar el número de bits que debe tener el DAC debemos conocer cual ha de ser el mínimo incremento que necesitamos en la tensión de polarización. El caso más crítico es el de la tensión de fuente V_s ya que es la que controla que la I_d se mantenga constante durante la medida como se vio en el apartado 4.10. Consideraremos las siguientes expresiones ya vistas

$$(34) \quad \Delta_{\min} \varphi_o = 11 \mu V$$

$$(13) \quad \Delta V_{gs} = \Delta \varphi_o$$

$$(33) \quad V_s = V_g - V_{gs}$$

Como sabemos que $V_g = cte$.

$$\Delta_{\min} V_s = \Delta_{\min} V_{gs} = \Delta_{\min} \varphi_o = 11 \mu V \quad (75)$$

Considerando que el DAC nos dará una tensión cualquiera entre 0 y +5 voltios, el número de bits necesarios para obtener esta resolución es

$$N^{\circ} bits = \log_2 \left(\frac{5}{11 \cdot 10^{-6}} \right) = 18,7 bits \quad (76)$$

Analizando los convertidores digital-analógicos disponibles en el mercado vemos que debemos tomar uno de 20 bits. Comparando características entre distintos DAC de 20 bits se ha optado por el DAC1220 de Texas/Burr-Brown¹⁴. En la tabla 6 se detallan las características que se consideran más relevantes

PARAMETRO	VALOR	UNIDAD
Resolución	20	Bits
Linealidad	<1	LSB
Deriva de Offset típica	1	ppm/°C
Tiempo de fijación de Vout para un error de $\pm 0,003\%$	15	ms
Tensión de alimentación	5	V
Vref típica	2,5	V
Tensión de salida	2 x Vref	V
Vout mínima	20	mV
Vout máxima	4,98	V
Tensión de ruido entre 0,1Hz y 10Hz	1	μ Vp-p

Tabla 6: Características más destacadas del convertidor digital-analógico DAC1220

Este dispositivo está equipado con un sistema de autocalibración mediante un microcontrolador incorporado que le proporciona unas características excepcionales.

Destacaremos entre ellas

- A) Excelente linealidad lo que nos garantiza una muy buena determinación del $\Delta\phi_o$
- B) Una deriva térmica 200 veces inferior a la propia de un ISFET
- C) El tiempo de fijación de la tensión de salida con un error máximo de $\pm 0,003\%$, es de 15 ms para una variación de 0 a 5 voltios y viceversa. Como la respuesta es de primer orden, esto nos garantiza tiempos muy cortos para variaciones

¹⁴ La comparativa de características entre estos dispositivos creemos va más allá del objetivo de este trabajo y no se detalla.

- mucho más pequeñas que son las que necesitaremos para implementar un algoritmo de fijación de la I_d
- D) Las tensiones de salida máximas y mínimas permiten prácticamente todo el rango de alimentación.
- E) Excelente tensión de ruido inferior a 1 LSB

7.3.10. Influencia de las corrientes de polarización

Hemos esperado hasta este punto para tener en cuenta el efecto de las corrientes de polarización de las entradas del amplificador operacional del SMU por que hasta ahora habíamos considerado, simplificadamente un solo operacional. Al incorporar al amplificador A2 como adaptador de impedancias se tiene que tener en cuenta su aportación.

En el nodo Σ de la figura 47 convergen el PUERTO, la resistencia R_i y las entradas V^- de A1 y V^+ de A2 por lo que podemos escribir

$$I_L + I_p + I_{b1} + I_{b2} = 0 \quad (77)$$

o sea

$$I_p = I_L - (I_{b1} + I_{b2}) \quad (78)$$

La I_p es la corriente que circula por la resistencia R_i y por tanto la que genera la tensión de medida de corriente V_i y que en condiciones no ideales ya no es igual a I_L y por tanto se introducirá un error en la medida de la corriente del SMU que expresado en tanto por ciento será

$$Error(\%) = 100 \cdot \left(\frac{I_p}{I_L} - 1 \right) = 100 \cdot \left(\frac{I_L - (I_{b1} + I_{b2})}{I_L} - 1 \right) \quad (79)$$

En la tabla 7 se relacionan las corrientes máxima y mínima de puerto en los diferentes SMU y el efecto de la corriente de polarización de las entradas de los amplificadores que es dos veces la corriente de polarización indicada en la tabla 4 (2x1pA)

CORRIENTES	I_L (A)	$I_{b1}+I_{b2}$ (A)	Error (%)
I_{FS} drenador y fuente	1,00E-03	2,00E-12	0,00000020%
$I_{100\mu A}$ drenador	1,00E-04	2,00E-12	0,00000200%
I_{1LSB} drenador y fuente	1,00E-09	2,00E-12	0,20000000%
I_{FS} substrato y electrodro ref.	1,00E-05	2,00E-12	0,00002000%
I_{1nA} substrato y electrodro ref.	1,00E-09	2,00E-12	0,20000000%
I_{1LSB} substrato y electrodro ref.	1,00E-11	2,00E-12	20,00000000%

Tabla 7: Errores en la medida de corrientes en un SMU debidos a la corriente de polarización de las entradas de los amplificadores operacionales

Para la medida de corriente de drenador y fuente podemos observar que el error introducido por las corrientes de polarización de los amplificadores es completamente despreciable. Se ha incluido el valor de corriente de $100\mu A$ que es la corriente habitual de trabajo del los ISFET.

En la medida de corrientes de fuga tanto por el substrato como por el electrodo de referencia el error es ínfimo a fondo de escala sin embargo es alto al mínimo valor medible. Esto no tiene importancia debido a que ese valor mínimo solo es a efectos de resolución. Cualquier valor de corriente de fuga de este orden de magnitud es tan bajo que no es significativo. Se ha incluido el valor de corriente de fuga típica de 1 nA y aquí vemos que obtenemos un error perfectamente aceptable para el estudio de dichas fugas.

7.3.11. Rangos de tensión de polarización del SMU

En la expresiones (62) y (63) hemos visto que según la corriente del puerto de SMU fuera positiva o negativa la tensión de polarización V_{pr} debía ser menor o mayor que la tensión de salida del operacional V_o y según la expresión (60) lo debía ser en la cantidad V_i .

Por otro lado la tensión V_o se verá limitada por el valor de saturación del amplificador operacional utilizado. El MAX4238 es un amplificador operacional del tipo rail-to-rail a la salida, por lo que nos permite llegar prácticamente a los extremos de la alimentación.

En la tabla 4 donde hemos relacionado las principales características de este amplificador podemos ver que la tensión de saturación a considerar es de 10 mV por debajo de V_{cc} cuando está saturado por la parte positiva y 10 mV cuando está saturado por el lado de masa.

El valor máximo de V_i se ha determinado en el apartado 7.3.4.

$$V_{i\max} = 0,134 \text{ V} \quad (80)$$

Los rangos de tensión y su composición, se pueden ver de forma grafica en la figura 48.

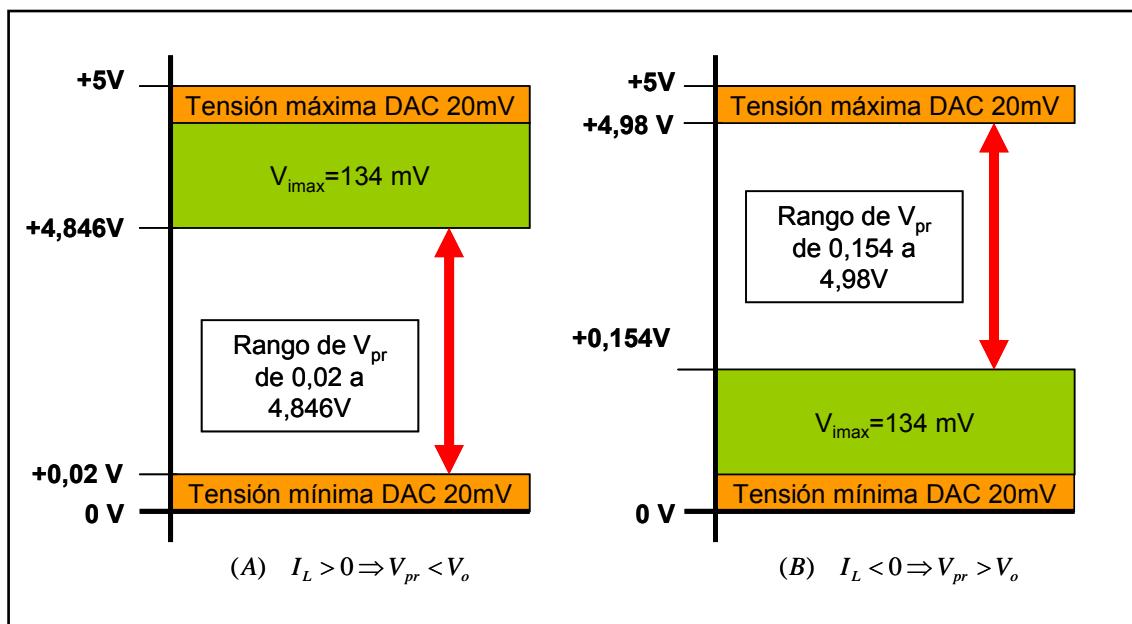


Figura 48: Rangos de tensión de los SMU. (A) para corriente positiva. (B) para corriente negativa

Eso significa que cuando estemos polarizando un terminal del ISFET con corriente positiva como es el caso del drenador, la tensión que le podremos aplicar no podrá superar los 4,846 voltios mientras que cuando polaricemos un terminal con corriente negativa como es el caso de la fuente, la tensión aplicada no podrá ser inferior a 0,154 voltios.

Ahora vamos a ver si estos rangos de tensiones son suficientes para poder polarizar los ISFET según las características consideradas en la tabla 1 y los rangos de medida expuestos en la tabla 2. En esta última vemos que la variación máxima la vamos a tener en el caso de usar un sensor de pH. En la tabla 8 que se muestra a continuación se calculan los rangos en que variarán las tensiones de polarización de drenador y fuente.

El procedimiento seguido es el siguiente: Partiendo de los valores mínimo y máximo que puede tener la $V_{th,ISFET}$ para un $pH = 7$ (1) y de una transconductancia típica $Gm = 500 \mu A/V$ (2) se calcula el valor de la tensión V_{gs} para una corriente de polarización $Id = 100 \mu A$ (4). Considerando una sensibilidad S máxima (5) y una rango de $pH = [5,9]$ (6) se calcula el rango en el que va a variar la V_{gs} (9) y (10). En la figura 49 se muestra este razonamiento gráficamente.

	Parámetro	Condiciones	Unidades	Mínimo	Máximo
1	$V_{th,ISFET}$	$pH=7$	V	-1,5	+1,5
2	Gm	$Id=100 \mu A$	$\mu A/V$	500	500
3	$V_{gs}-V_{th,ISFET}$	$Id=100 \mu A$	V	0,2	0,2
4	V_{gs}	$pH=7$ $Id=100 \mu A$	V	-1,3	+1,7
5	Sensibilidad	$25^\circ C \alpha=1$	mV/pH	0,059	0,059
6	Variación pH		pH	5	9
7	ΔV_{gs} Frente a $pH=7$	$pH=5$ $Id=100 \mu A$	V	-0,12	
8	ΔV_{gs} Frente a $pH=7$	$pH=9$ $Id=100 \mu A$	V		+0,12
9	V_{gs}	$Id=100 \mu A$ V_{th} mínima	V	-1,42	-1,18
10	V_{gs}	$Id=100 \mu A$ V_{th} máxima	V	1,58	1,82
11	V_g	constante	V	2,5	2,5
12	$Rango V_s$	$V_s=V_g-V_{gs}$	V	3,92	0,68
13	V_{ds}	constante	V	0,5	0,5
14	$Rango V_d$	$V_d=V_s+V_{ds}$	V	4,42	1,18

Tabla 8: Dispersión de tensiones V_{gs} , V_s y V_d debida a la dispersión de la tensión umbral

Tenemos pues que

$$-1,42 < V_{gs} < 1.82 \text{ V} \quad (81)$$

A partir de estos valores y considerando una polarización de $V_g = 2,5V$ constante según el apartado 4.12.4, obtenemos el rango de V_s (12) aplicando la ecuación (33)

$$V_s = V_g - V_{gs} = 2,5 - V_{gs}$$

$$0,68 < V_s < 3.92 \text{ V} \quad (82)$$

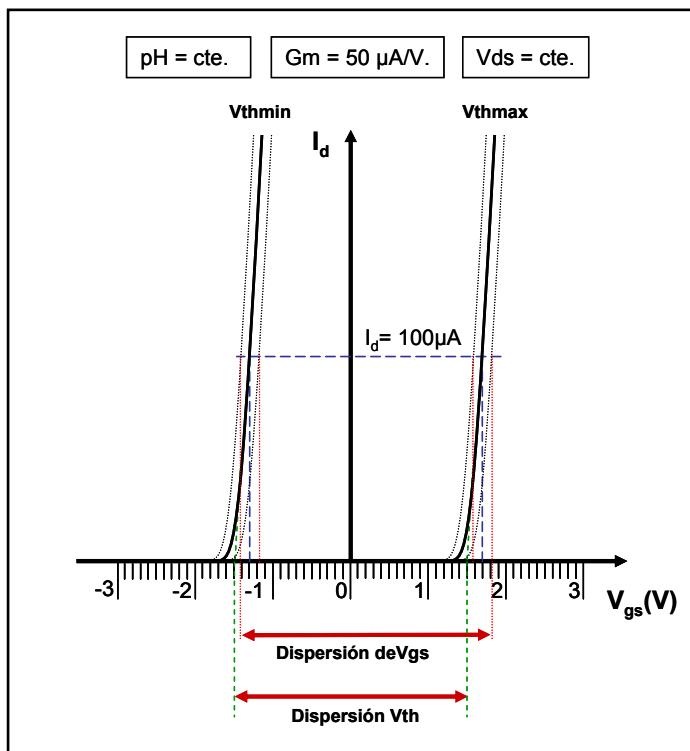


Figura 49: Curvas de transimpedancia para una concentración iónica mostrando la dispersión de la tensión umbral entre ISFET

y considerando una polarización de $V_{ds} = 0,5V$

constante tenemos un rango de V_d (14) aplicando la ecuación (31)

$$V_d = V_s + V_{ds}$$

$$1.18 < V_d < 4,42 \text{ V} \quad (83)$$

Podemos pues comprobar que las tensiones de polarización V_s y V_d están dentro del rango posible

$$0.154 < V_s < 4.98 \text{ V} \quad (84)$$

$$0.02 < V_d < 4,856 \text{ V} \quad (85)$$

Teniendo en cuenta que el SMU del electrodo de referencia polariza siempre a $V_g = 2,5V$ y el del substrato estará habitualmente al potencial de la fuente, podemos afirmar que este diseño de SMU permite el rango de trabajo previsto para las mediciones a realizar con el equipo diseñado en este proyecto.

7.3.12. Medición de tensiones del SMU

Como hemos visto en el apartado 7.3.8 figura 47 cada SMU nos da tres tensiones

V_{prj} : que es la tensión de polarización del SMU

V_{oj} : que es la tensión de salida del amplificador de transimpedancia A1

V_{pebj} : que es la tensión del puerto pasada por el amplificador seguidor A2

Siendo $j = \{d, f, b, g(ER)\}$ según polarice drenador, fuente, substrato o puerta (electrodo de referencia).

La ecuación (60) nos indica como medir V_i a partir de las tensiones disponibles en el SMU

$$V_i = V_{oj} - V_{prj} \quad (86)$$

y las expresiones (54) nos indican como calcular las tensiones entre terminales del ISFET. Las tensiones Vd , Vb , Vs y Vg no se usan directamente, en su lugar se usan las tensiones de salida de los amplificadores A2 que son las mismas pero adaptadas en impedancia.

En la figura 50 se han representado los SMU que polarizan un ISFET como rectángulos en los que a la izquierda tenemos el puerto y a la derecha las tres tensiones mencionadas. Utilizando un convertidor ADC de entradas diferenciales, obtenemos fácilmente las tensiones que necesitamos.

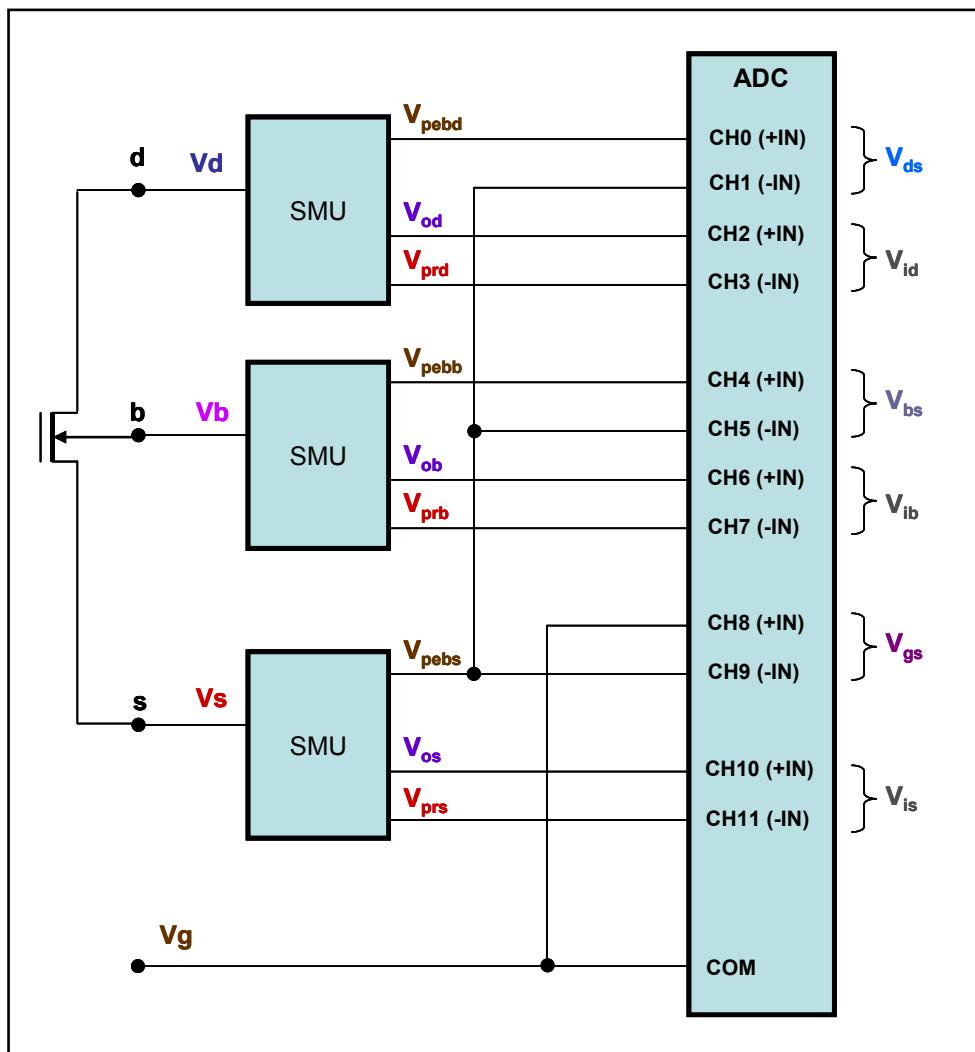


Figura 50: Medición de las tensiones de los SMU de un canal de medida con su ADC correspondiente

En la tabla 9 relacionamos las tensiones a medir con las ecuaciones de cálculo correspondientes.

Concepto	Cálculo
Tensión drenador-fuente	$V_{ds} = V_{pebd} - V_{pebs}$
Tensión de corriente de drenador	$V_{id} = V_{od} - V_{prd}$
Tensión substrato-fuente	$V_{bs} = V_{pebb} - V_{pebs}$
Tensión de corriente de substrato	$V_{ib} = V_{ob} - V_{prb}$
Tensión puerta-fuente	$V_{gs} = V_g - V_{pebs}$
Tensión de corriente de fuente	$V_{is} = V_{os} - V_{prs}$

Tabla 9: Relación de tensiones calculadas partir de las medidas por el ADC del SMU de un canal de medida

7.3.13. El SMU del electrodo de referencia

En la figura 51 se muestra el circuito esquemático de polarización del electrodo de referencia el cual se conecta al puerto de un SMU de forma que queda polarizado por una tensión $V_g = V_{pr}$. Las corrientes de fuga que puedan circular por dicho electrodo, circularán por la resistencia R_i y podrán ser medidas como ya se ha explicado en el apartado 7.3.1 expresiones (60) y (61).

El rango de corrientes de fuga hacia el electrodo de referencia se considera el mismo que el de las corrientes de fuga hacia el substrato, por lo que sirve para el cálculo de la R_i de este SMU todo lo dicho en el apartado 7.3.5. El resumen de los parámetros y errores de este SMU se han detallado en última fila de la tabla 5 del apartado 7.3.6.

El circuito del SMU que polariza el electrodo de referencia es básicamente el descrito en el apartado 7.3.8 con la diferencia de que carece del DAC ya que su tensión de polarización es fija a 2,5 voltios como se expuso en el apartado 4.12.4 En su lugar hay una referencia de tensión de dicho valor – figura 52.

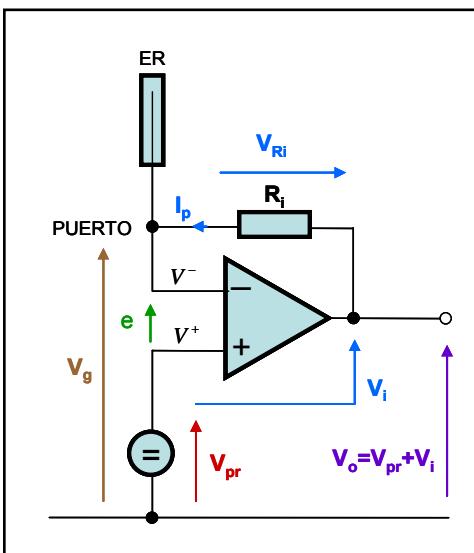


Figura 51: Conexión del electrodo de referencia a un SMU. Esquema de concepto

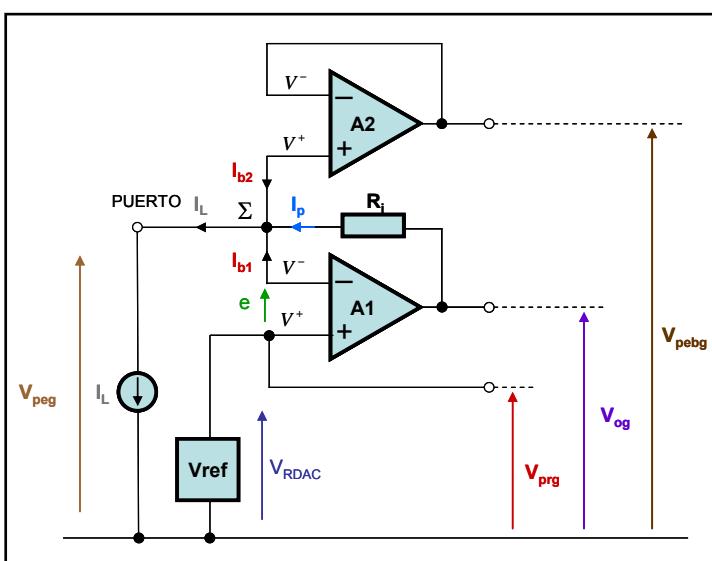


Figura 52: Esquema completo del SMU del electrodo de referencia

Este SMU utiliza su propio convertidor ADC que es del mismo tipo que el usado en un Canal de medida pero con una configuración algo diferente. La corriente de fuga del electrodo de referencia se mide como en los otros SMU.

La tensión que se mide en este caso es la del electrodo

de referencia una vez pasado el amplificador A2 V_{pebg} respecto de la propia tensión de polarización V_{prg} . Si el funcionamiento es correcto esta tensión debe ser un valor cercano al cero y despreciable – figura 52.

Este convertidor se utiliza también para medir la tensión procedente del simulador de ISFET a través del conector BNC5.

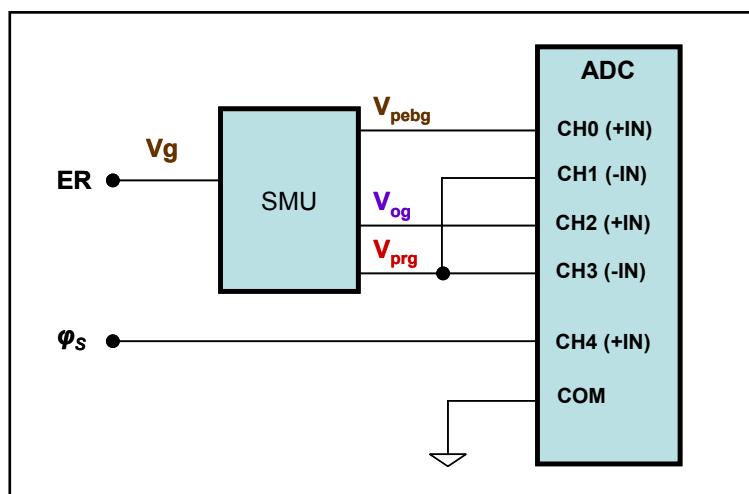


Figura 53: Medición de las tensiones del SMU del electrodo de referencia con su ADC correspondiente

En la tabla 10 se hace el resumen de las tensiones a medir y los cálculos realizados.

Concepto	Cálculo
Tensión de control del ER	$V_{pebg} - V_{prg}$
Tensión de corriente de fugas ER	$V_{og} - V_{prg}$
Tensión ϕ_s (medida unipolar)	ϕ_s

Tabla 10: Relación de tensiones calculadas partir de las medidas por el ADC del SMU del electrodo de referencia

7.4. El convertidor ADC LTC2448

Para realizar la conversión analógico-digital de las tensiones mencionadas se ha elegido el ADC de Linear Technology LTC2448. Se trata de un ADC de tipo $\Delta\Sigma$ de 24 bits sin latencia, es decir que en un único ciclo de conversión se obtiene el valor real de la tensión medida. En la tabla 11 relacionamos sus características más relevantes que tienen influencia para nuestra aplicación.

PARAMETRO	VALOR	UNIDAD
Resolución	24	bits
Error de cero	2,5	μ V
Deriva del error de cero	20	nV
Error de fondo de escala	45	μ V

Tabla 11: Características más destacables del convertidor analógico-digital LTC2448

La resolución del convertidor es de 24 bits que al trabajar en modo bipolar da un rango de 23 bits más signo.

Para mayor información sobre el convertidor ADC LTC2448 ver su hoja de características en la carpeta *Datasheets de componentes* de la documentación complementaria en el CD del proyecto.

7.5. Construcción física de la Unidad de medida

La construcción física de la Unidad de medida se ha pensado para obtener el más bajo nivel de ruido posible habida cuenta la elevada resolución con que se miden las tensiones y corrientes de polarización de los ISFET.

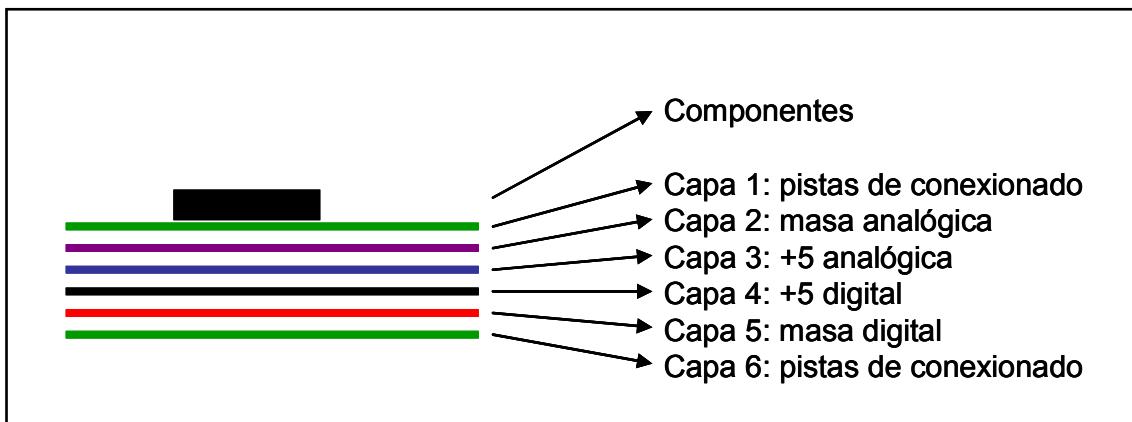


Figura 54: Distribución de capas en el circuito impreso de la unidad de medida

El circuito impreso se ha diseñado en 6 capas a fin de separar los caminos de las corrientes de la circuitería analógica y de la digital. Como puede verse en la figura 54 las capas exteriores se dedican al trazado de pistas de señal entre los integrados. Las capas 2 y 3 se destinan a la alimentación analógica y las capas 4 y 5 a la digital en forma de planos de alimentación. Solo en el regulador se unen ambos planos de masa y ambos planos de positivo a fin de evitar bucles de corriente.

Todos los elementos de la Unidad de medida se ensamblan en una caja metálica de aluminio fundido que permite un excelente blindaje eléctrico. Para evitar la entrada de ruido externo tanto la comunicación serie como la alimentación están aislados galvánicamente. Ambos circuitos se describen en los párrafos siguientes. Los ISFET se conectan mediante tres conectores LEMO de 4 contactos con cuerpo conectado a masa y la polarización del electrodo de referencia se realiza mediante un conector BNC. Un segundo conector BNC permite entrar la tensión φ_s del simulador para ser leída directamente por un ADC de la unidad.

7.6. Microprocesador de control

Se ha optado por utilizar el microcontrolador Cortex-M3 STM32F103VCT16 de ST que integra un microprocesador (core) ARM y cuyas principales características se detallan en la tabla 12.

PARAMETRO	VALOR	UNIDAD
Ancho de bus	32	bits
Memoria Flash	256	Kbytes
Memoria SRAM	48	Kbytes
Frecuencia de trabajo	72	MHz
Tensión de alimentación	2,0 a 3,6	V

Tabla 12: Características más destacables del microcontrolador Cortex-M3 STM32F103VCT16

Además integra un buen número de periféricos de los que vamos a utilizar una USART, un SPI, temporizadores y líneas de I/O de propósito general.

El esquema de la implementación del microprocesador se puede ver en la hoja de esquema nº 6 *Microcontrolador y comunicaciones*. En él podemos distinguir como más importantes los siguientes elementos

U14: Microcontrolador STM32F103VCT1

U15: Circuito de interfase RS-232

CN3: Conector de comunicación serie RS-232 con el PC

CN11: Conector de comunicación serie SPI y alimentación de la Unidad de medida

7.7. Comunicaciones

Dos son los canales de comunicación que necesita el microcontrolador, uno hacia el PC y otro hacia la Unidad de medida que como ya se ha dicho está aislada galvánicamente.

La comunicación entre el microcontrolador y la Unidad de medida se realiza mediante un puerto serie SPI aislado galvánicamente. Este aislamiento se lleva a cabo para reducir al mínimo la influencia externa del ruido que podría entrar vía susceptibilidad conducida por los cables de conexión entre ambas unidades.

En la hoja de esquema número 2 podemos ver el conector CN1 por el que entran las

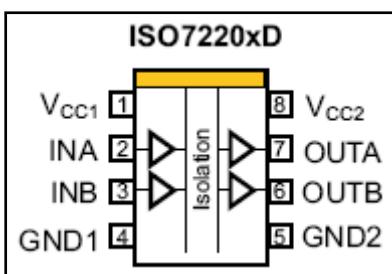


Figura 55: Circuito aislador galvánico de señales digitales

señales MISO, MOSI Y SCK del bus SPI Así como 4 líneas de dirección que nos permitirán seleccionar cada uno de los 13 dispositivos que están conectados a este bus en la Unidad de medida y que son 9 convertidores DAC1220 y 4 convertidores ADC LTC2448. Las direcciones se decodifican con el circuito U4, 74HC4515.

Para el aislamiento galvánico se utilizan cuatro circuitos integrados ISO7220AD – figura 55 - U1, U2, U3 y U5 de dos canales cada uno y que en función de cómo se conecten la alimentaciones pueden aislar señales de entrada o de salida de la unidad. Sus características pueden verse en su hoja de características en la carpeta *Datasheets de componentes* de la documentación complementaria en el CD del proyecto.

La comunicación serie hacia el PC se realiza vía RS-232. Se utiliza una USART del microcontrolador y mediante el integrado MAX3232, U15, se realiza la conversión de niveles entre el microcontrolador y la línea de comunicación. La conexión se hace por el conector CN13.

7.8. Alimentación

La unidad de medida se alimenta a 24 voltios. Esta tensión es convertida a 5,5 voltios mediante el convertido DC/DC aislado galvánicamente CC3-2405SF-E de TDK, seguido del regulador TPS79501 de low-dropout de 5 voltios con muy bajo ruido y alto rechazo de rizado para eliminar el residual procedente de las conmutaciones del módulo DC/DC anterior. En la figura 56 se pueden ver las gráficas de dichas

características. El resto de información puede verse en su hoja de características en la carpeta *Datasheets de componentes* de la documentación complementaria en el CD del proyecto.

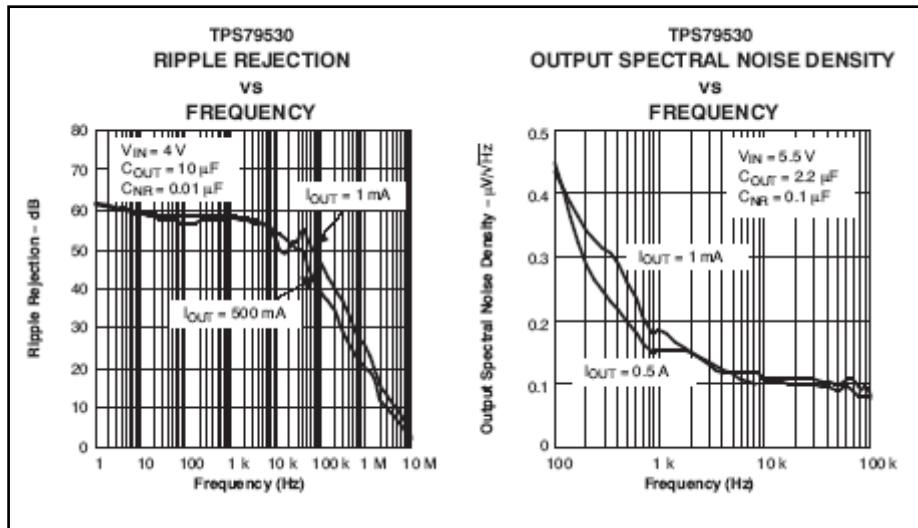


Figura 56: Características de rechazo de rizado y de ruido del regulador TPS79501

Son así mismo necesarios +3,3 voltios para alimentar los aisladores galvánicos por el lado del microcontrolador. Ambas tensiones, +3,3 V y +24 V entran por el conector CN1 tipo CANNON de 15 contactos con cuerpo metálico y blindado. Al entrar en la placa estas alimentaciones son desacopladas mediante choques en modo común.

7.9. Software de gestión

En este apartado se exponen de una forma resumida las principales funcionalidades del software que controla la Unidad de medida. Escrito en lenguaje C este programa tiene dos partes diferenciadas. Una parte es la encargada del funcionamiento del hardware del equipo, es decir, es el conjunto de funciones que manejan los dispositivos como las comunicaciones con Unidad de medida o con el PC y la otra es aquella que permite interactuar con el investigador. Ambas partes están relacionadas entre si. La distinción entre ellas es más bien conceptual y sirve para plantearlas por separado.

A nivel de estructura del programa, también pueden diferenciarse ya que la parte del software que maneja el hardware se escribe como rutinas de interrupción mientras que el programa de aplicación constituye el programa principal. Ambas partes se comunican mediante variables globales que intercambian datos y órdenes. En la figura 57 exponemos este concepto.

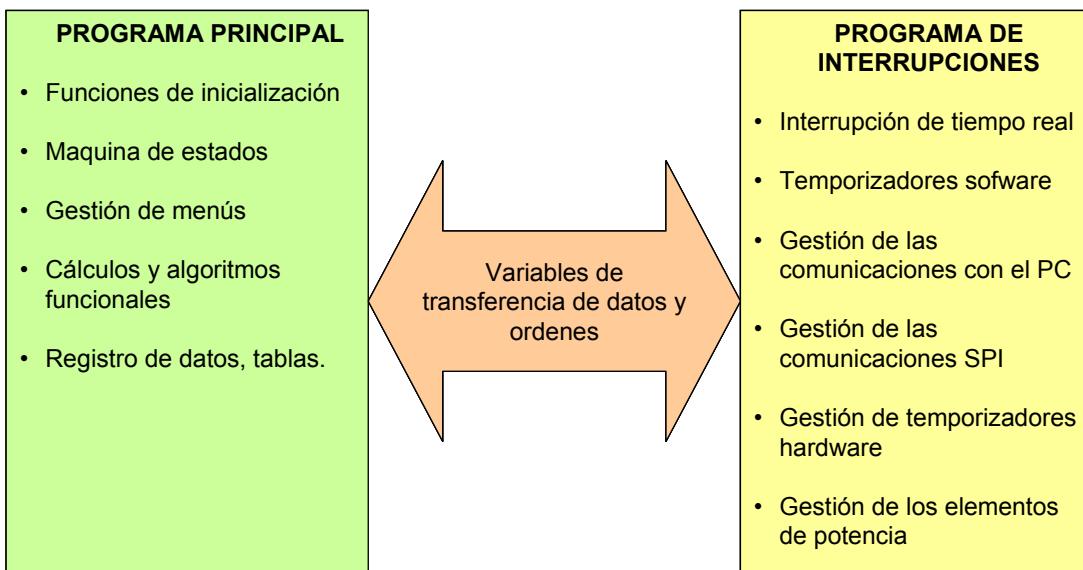


Figura 57: Diagrama de estructura del software

7.9.1. La máquina de estados

El programa principal se estructura en una máquina de estados como un nivel superior a la estructura propia del lenguaje C. Vamos a explicar brevemente como se plantea esta máquina de estados.

El concepto básico de una máquina de estados, es que un equipo que controla está en todo momento en algún estado, por lo tanto podemos asociar a cada uno de estos estados reales de funcionamiento una porción de software que lo controla. La dificultad mayor de este sistema es definir que se considera un estado. Al desarrollar el programa, es preciso encontrar porciones de código que tengan una entidad suficiente para ser consideradas un estado.

Un estado, desde el punto de vista del software, será una porción de código que definirá que hace el equipo en aquel momento.

Básicamente en una máquina o equipo pueden suceder dos cosas: realizar acciones y suceder eventos. Una acción puede ser poner en marcha un motor. Un evento puede ser la recepción de una señal conforme el mecanismo accionado por el motor ha llegado a una posición de inicio. Las acciones se realizan cuando tocan bajo el control determinista del programa en tanto que los eventos se espera que sucedan y a priori no se sabe cuando ocurrirán.

Es bastante normal que después de realizar una acción se espere que ocurra un evento, aunque pueden darse casos en los que después de una acción no se espere ningún evento y se pase directamente a otro estado a realizar otra acción. Antes de ocuparnos de cómo solucionamos estos casos debemos exponer otro concepto, el llamado bucle abierto.

Que una máquina esté en un determinado estado, no quiere decir que el programa se halle en un bucle cerrado de software sino que el programa “pasa” siempre por el estado. Para explicar este concepto veamos la figura 58. Después de un reset del microcontrolador se realizan las inicializaciones necesarias y se entra en la máquina de estados. Existen diferentes métodos de selección de estado pero lo importante es que existe una variable de estado que nos dice siempre en qué estado estamos. El selector de estados inicia la ejecución de la porción de código perteneciente a este estado (en lenguaje C será generalmente una función). Una vez ejecutada esta porción de código se vuelve al selector de estados. Si la variable de estado no ha variado, se entra de nuevo en la misma porción de código mientras que si ha cambiado, el selector de estados pasa el control a una nueva porción de código. De esta forma el programa actúa como un bucle abierto, pues aunque siempre pasa por el mismo conjunto de instrucciones, lo hace entrando y saliendo constantemente de él.

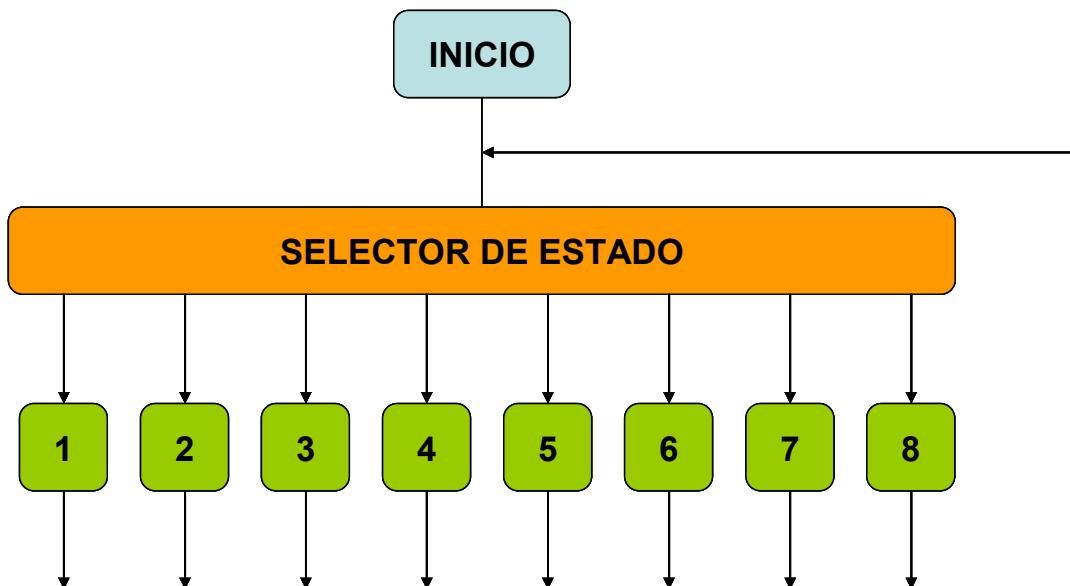


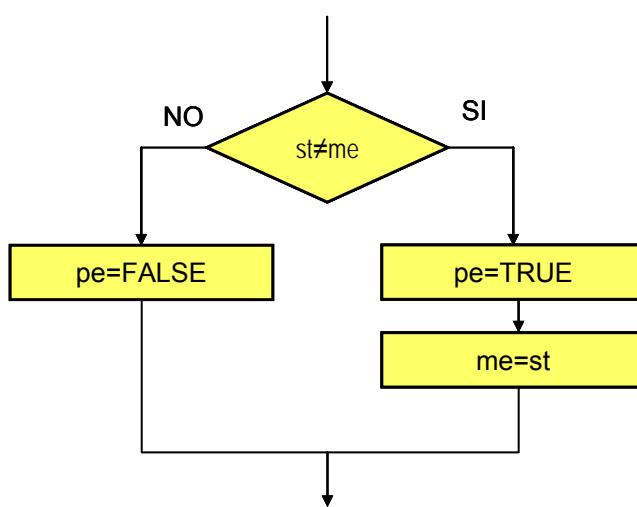
Figura 58: diagrama de una máquina de estados genérica

Este método tiene varias ventajas ya que cada vez que se pasa por el selector de estados se pueden realizar otras tareas comunes al sistema. También se pueden

enlazar distintas máquinas de estado de forma que se pasa alternativamente por un estado de cada una de ellas actuado con un sistema de tiempo compartido.

Un estado que solo deba realizar una acción pasará una sola vez por su porción de código. Al salir de ella habrá cambiado la variable de estado de forma que la próxima entrada será a un estado distinto.

Sin embargo el método que estamos exponiendo tiene una dificultad. Supongamos un estado que realiza la acción de poner en marcha un motor que acciona un mecanismo, incrementa un contador cada vez que el motor se pone en marcha y espera un evento consistente en una señal de posición de inicio del mecanismo. Si todo el software que realiza esto está en un estado ocurrirá lo siguiente. Al entrar por primera vez en el estado, el motor recibirá orden de ponerse en marcha y el contador se incrementará en una unidad. Como evidentemente en este momento aún no se ha movido el mecanismo no habremos recibido el evento esperado. En la segunda entrada al estado volveremos a dar la orden de puesta en marcha del motor. Esto en principio no es un problema pues el motor ya está en marcha, sin embargo incrementaremos otra vez el contador y éste no parará de incrementarse hasta que ocurra el evento.



st: Variable de estado
 me: Memoria de estado
 pe: Indicador de primera entrada

Figura 59: Diagrama de flujo del control de primera entrada en el selector de estados

Para solucionar este problema pueden usarse diferentes estrategias todas ellas válidas. Por ejemplo pueden separarse en dos los estados de forma que uno, solo haga acciones y otro, solo haga consulta de eventos. Este método, que funciona correctamente implica aumentar mucho el número de estados y pierde la coherencia de la funcionalidad de cada uno de ellos siendo más difícil tener una visión de conjunto de la función de la máquina de estados.

Otro método que es el que se ha aplicado en este trabajo es tener un control de “primera entrada” a un estado – figura 59. El mecanismo consiste en tener un indicador (flag) llamado de primera entrada que, en el selector de estados se pone a TRUE si el estado actual y la variable de estados son diferentes indicando que el estado al que se va a entrar se hará por primera vez. De esta forma al entrar en el estado se puede consultar este indicador y se puede ejecutar una porción de software la primera vez que se entra. Si el selector de estados comprueba que la variable de estado no ha cambiado pone el indicador de primera entrada a FALSE de forma que en la segunda y sucesivas entradas al estado no se ejecutará el código de primera entrada y tan solo se ejecutará el de consulta de eventos. En la figura 60 podemos ver el diagrama de flujo de un estado que actúa de esta forma

3

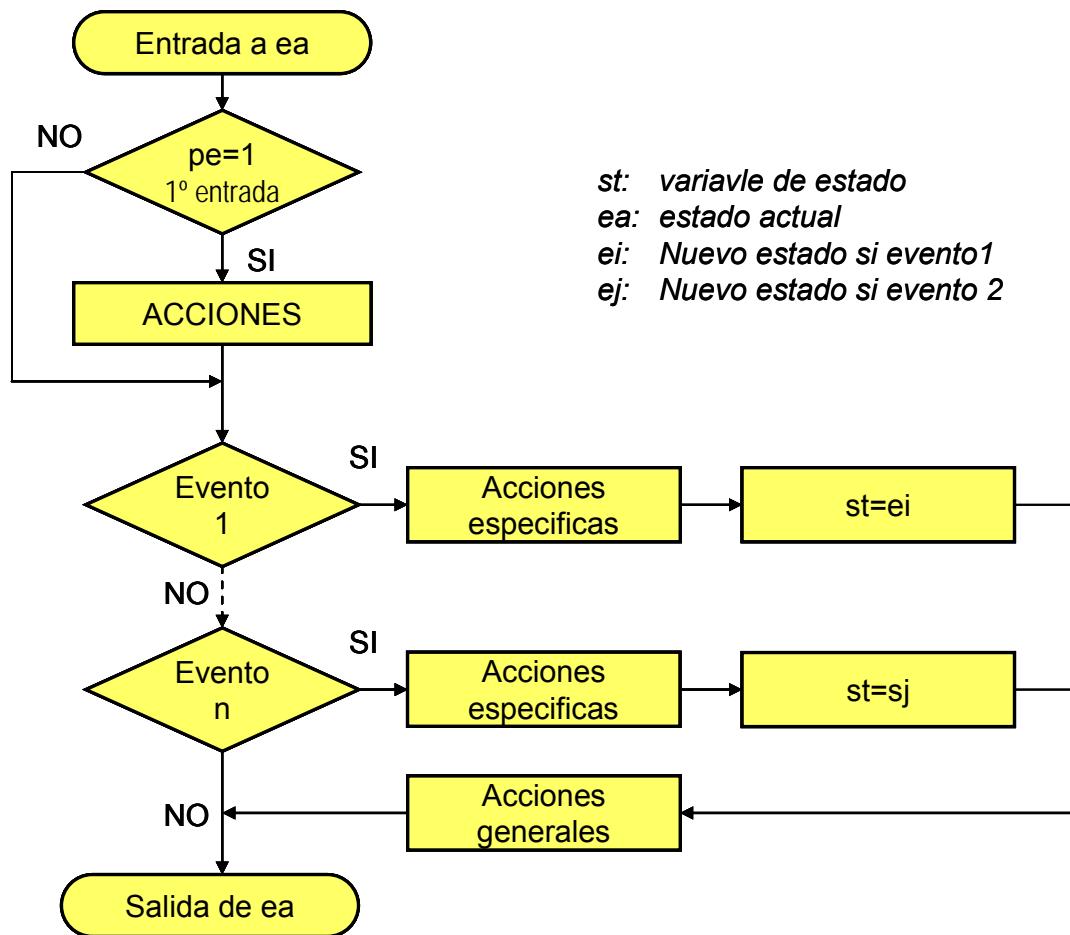


Figura 60: Diagrama de flujo de un estado genérico con control de primera entrada

7.9.2. La consola

Como se ha explicado en el apartado 7.7 el microcontrolador se conecta vía serie RS-232 con un PC que actúa como consola. Para ello se ha elegido el programa HyperTerminal que actúa como terminal remoto emulando el estándar VT100. En la figura 61 puede verse una imagen de la consola con un ejemplo de menú, Es una pantalla en donde la información se presenta en líneas sucesivas al estilo MSDOS. Las órdenes se dan vía línea de comandos.

La emulación VT100 incorpora un sistema de códigos de escape que permite un formateado en pantalla para mejorar la manejabilidad de los datos. HyperTerminal permite a sí mismo enviar datos procedentes de ficheros o recibir datos y grabarlos en ellos.

Toda la gestión de la consola es responsabilidad del programa del microcontrolador al que está conectado y por tanto no hay que realizar ninguna programación en el PC. Esto simplifica el trabajo de investigación ya que solo hay que modificar un único programa cada vez que se quiere modificar o incluir una nueva prestación.

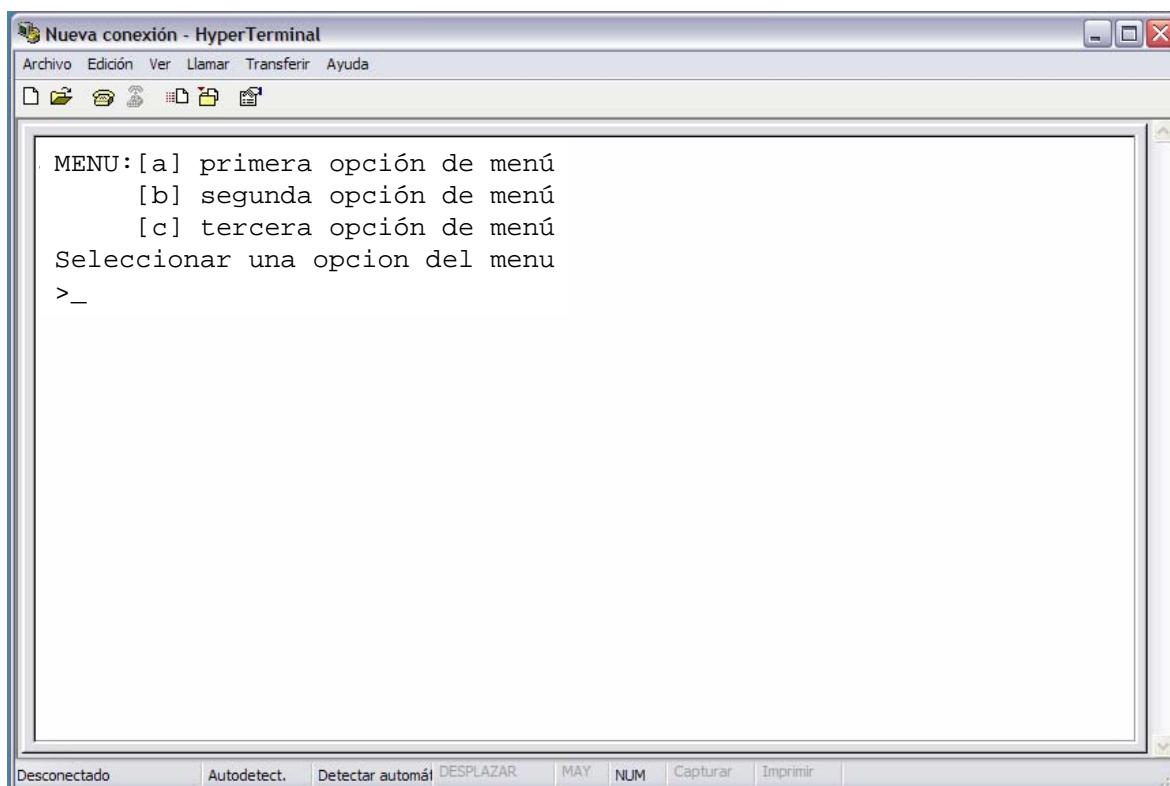


Figura 61: Ejemplo de consola

Como ya dijimos anteriormente. En el proceso de investigación de la aplicación de los ISFET a la cuantificación de analitos iónicos y en el estudio de su encapsulado, será preciso escribir funcionalidades para realizar los diversos experimentos que se vayan necesitando. Este método nos dará flexibilidad y facilitará el trabajo.

En esta fase del proyecto se ha escrito el software que nos dote al equipo de una infraestructura básica para el manejo de la Unidad de medida. A partir de aquí, se irá adaptando según las necesidades.

7.9.3. Los menús

Los menús son un conjunto de funciones que se seleccionan mediante una letra como respuesta a la solicitud del programa tal como se ve en la figura 61. El programa responde de manera inmediata a la letra introducida.

Para cada opción del menú principal pueden solicitarse otras opciones o datos que pueden ser en forma de un carácter de respuesta inmediata o de una cadena de caracteres que precisa de una validación pulsando ENTER.

8. RESULTADOS

En este capítulo se relacionan los resultados obtenidos en la ejecución de este Proyecto Final de Carrera.

8.1 Resultados del Simulador de ISFET

Como salida al proceso de diseño del Simulador de ISFET obtenemos su esquema electrónico que puede verse en el anexo 2 *Esquemas electrónicos* hoja 1: *Simulador de ISFET* y la construcción física del dispositivo que puede verse en las figuras 63 a 66 tanto el conjunto terminado como algunos detalles de su construcción.

Una vez montado y puesto en marcha el Simulador de ISFET se procede a su validación. En la figura 62 se muestra el diagrama de bloques del simulador en el que se han indicado las diferentes tensiones que vamos a analizar.

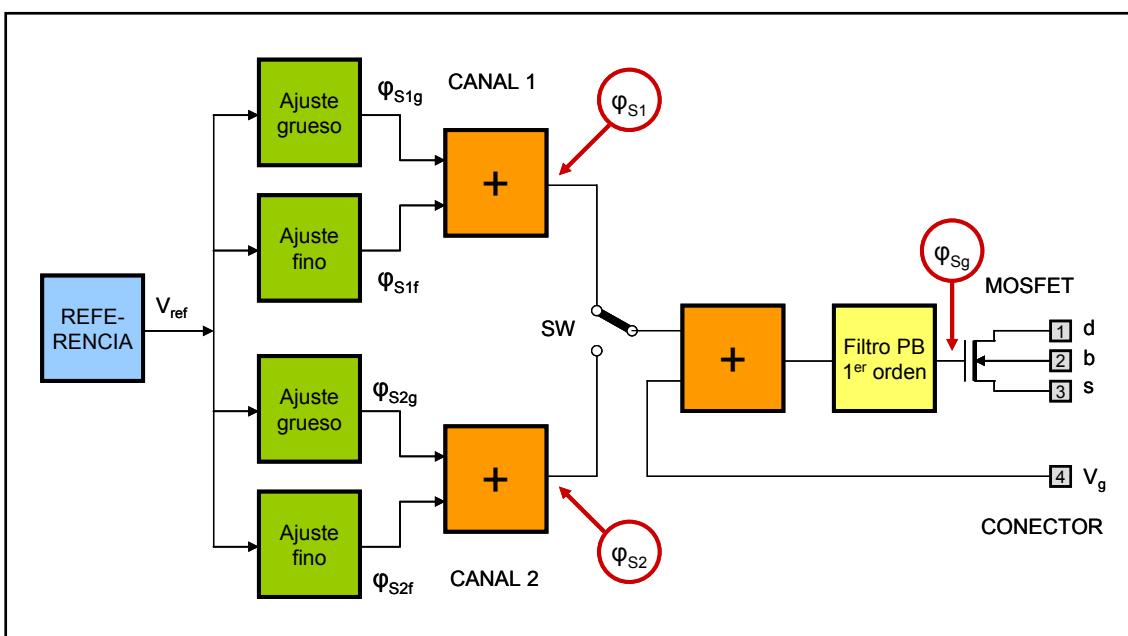


Figura 62: Tensiones a analizar en el Simulador de ISFET

8.1.1. Resolución y linealidad de las tensiones φ_{S1} y φ_{S2}

Para comprobar la resolución de los ajustes gruesos y fino, se toma un punto cercano a los 0 voltios y se mide la variación de tensión para el cambio de una unidad del ajuste grueso y para la variación entre 000 y 999 en el ajuste fino. Se observa que en ambos casos se obtiene el resultado previsto en el apartado 6.4.4 expresiones (44) y (45) – tabla 13.

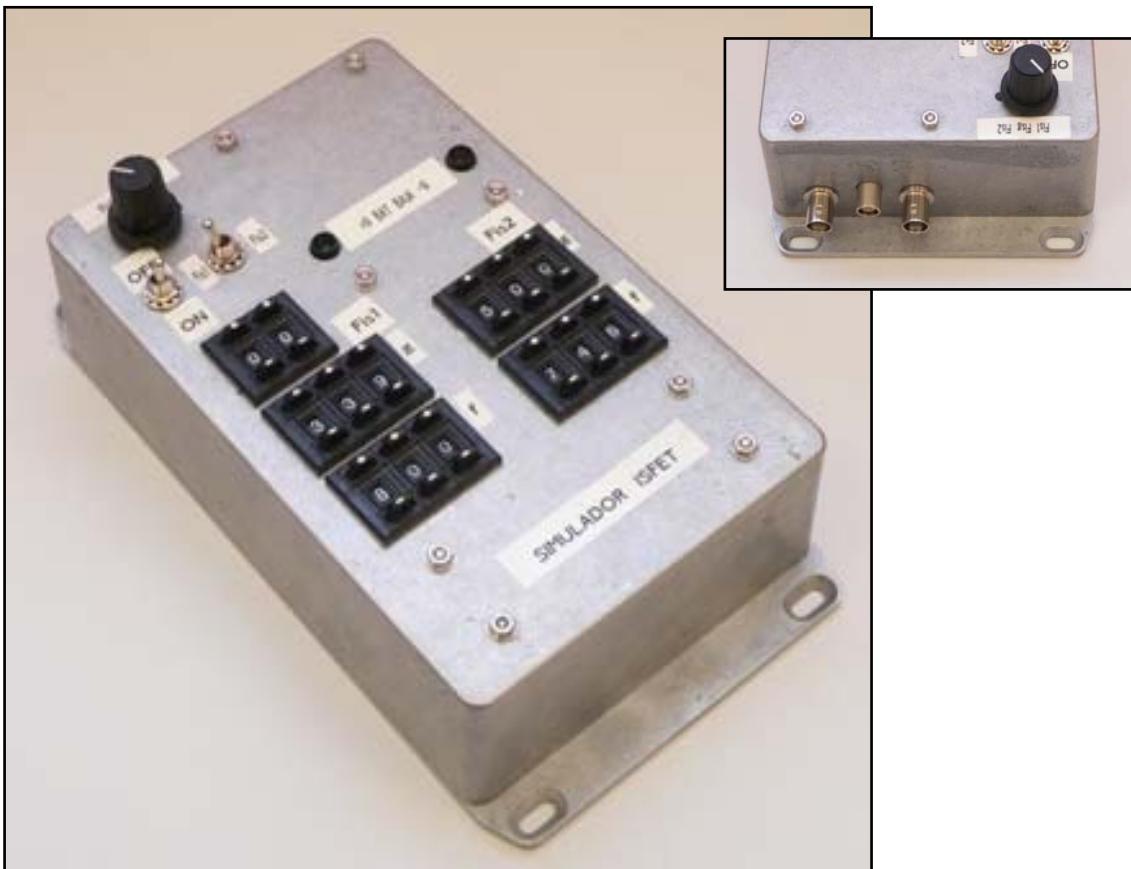


Figura 63: Panel frontal y conectores del simulador de ISFET



Figura 64: Interior del simulador de ISFET



Figura 65: Placa del circuito del simulador de ISFET

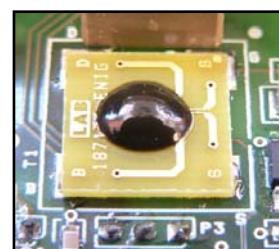


Figura 66 Dado del ISFET con el MOSFET de simulación conectado al circuito impreso y protegido

Selector grueso	$\varphi s1$ (mV)	Selector fino	$\varphi s1$ (mV)
501 000	3,192	502 000	8,189
502 000	8,193	502 999	14,249
1 000	5,001	999	6.060

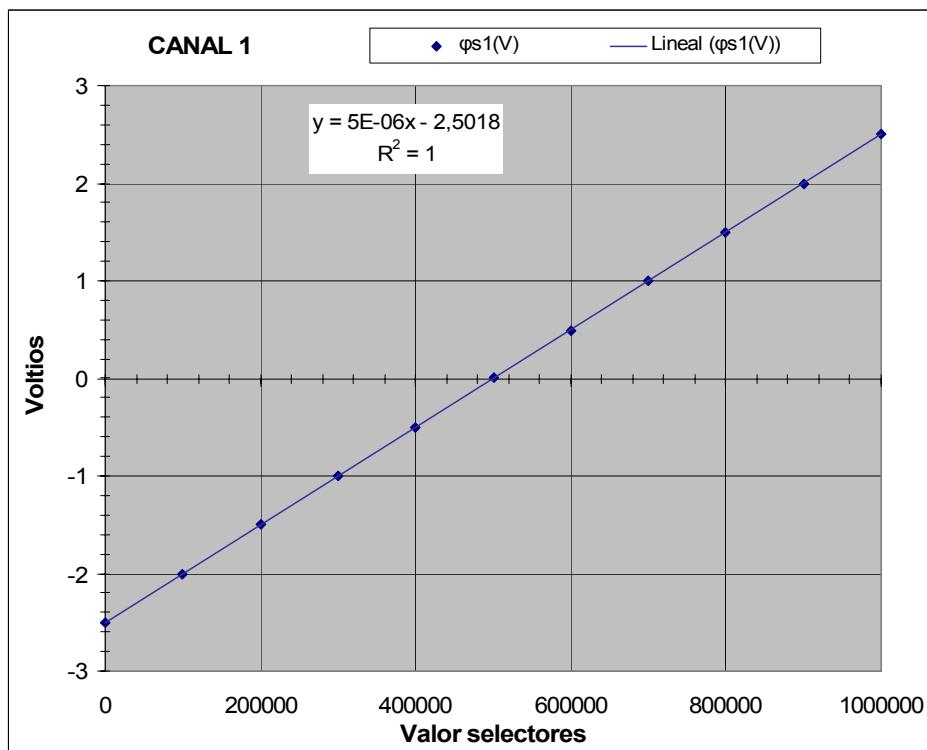
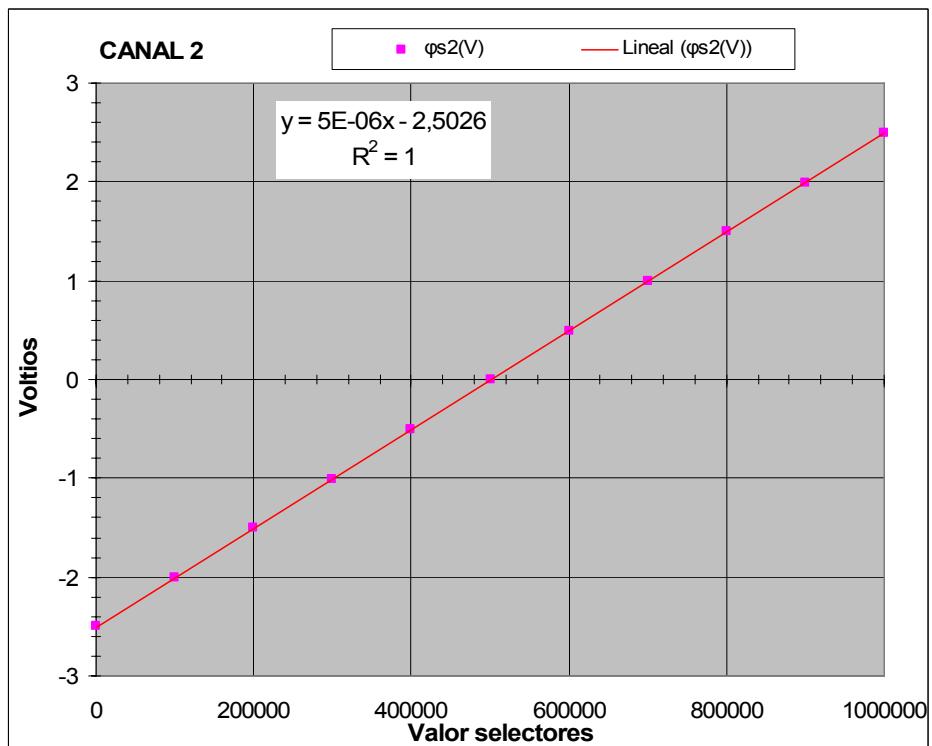
Tabla 13: Validación de la resolución de φs

Cada uno de los dos canales del simulador genera una tensión, $\varphi s1$ y $\varphi s2$ respectivamente. En la tabla 14 mostrada a continuación pueden verse estas tensiones en función de los valores numéricos de sus potenciómetros de selección digital. Cada valor está formado por 6 dígitos. Los tres de la izquierda corresponden al ajuste grueso y los tres de la derecha al ajuste fino. Se han tomado 11 puntos para el análisis de linealidad.

	CANAL 1	CANAL 2	CANAL 1	CANAL 2
Selector	$\varphi s1$ (V)	$\varphi s2$ (V)	φsg (V)	φsg (V)
0	-2,5019	-2,5025	0,000353	0,000358
100000	-2,0016	-2,0025	0,49893	0,49774
200000	-1,5018	-1,5033	0,9986	0,9970
300000	-1,0015	-1,0042	1,4991	1,4961
400000	-0,5011	-0,5037	1,9994	1,9965
500000	0,001945	0,005402	2,4985	2,4958
600000	0,4891	0,4955	2,9987	2,9958
700000	0,9983	0,9983	3,4987	3,4985
800000	1,4984	1,4983	3,5543	3,5548
900000	1,9978	1,9971	3,5541	3,5546
999999	2,4991	2,4983	3,5540	3,5545

Tabla 14: Tabla de datos del estudio de linealidad de $\varphi s1$ y $\varphi s2$

En las figuras 67 Y 68 se pueden ver graficados los valores de las columnas 2^a y 3^a de la tabla 14. Se han trazado sendas rectas de regresión y podemos observar viendo los valores de R^2 , la excelente linealidad obtenida. En la ecuación de la recta observamos que en ambos casos la pendiente es de $5\mu V$ por dígito, como se pretendía. En la figura 69 se comparan los dos canales ($\varphi s1$ vs. $\varphi s2$). Puede observarse el excelente apareamiento de ambos canales.

Figura 67: Tensión $\varphi s1$ del canal 1 del simulador en función del selectorFigura 68: Tensión $\varphi s2$ del canal 2 del simulador en función del selector

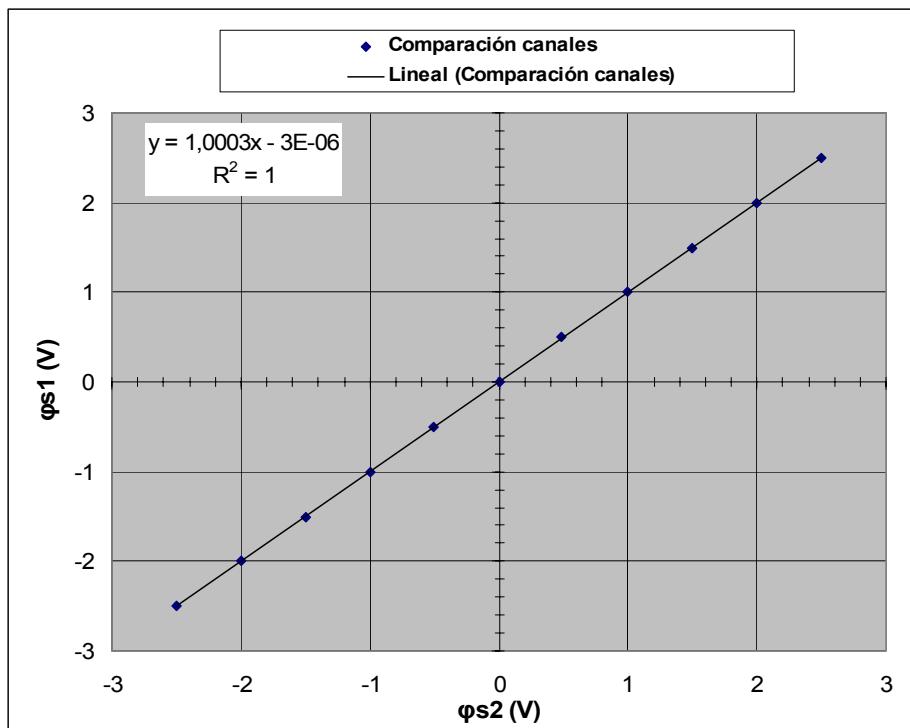
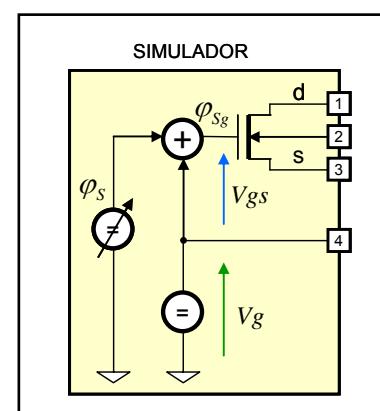


Figura 69: Comparativa de las tensiones generadas por ambos canales

8.1.2. Linealidad de la tensión φsg

Tal como se ve en la figura 62 mediante el conmutador SW se selecciona una de las dos tensiones φ_{s1} φ_{s2} y se aplica a la etapa final sumándola con $V_g=2,5V$ (apartado 4.12.4 expresión (33)) y tras pasar por el filtro pasa bajos de 1er orden obtenemos la tensión φ_{sg} que es la que se aplica a la puerta del MOSFET para simular el potencial electroquímico (columnas 4^a y 5^a de la tabla 14). En las figuras 71 y 72 podemos ver la tensión φ_{sg} obtenida con cada una de las tensiones φ_{s1} y φ_{s2} .

Como que sumamos una tensión igual al valor medio de las tensiones φ_{s1} y φ_{s2} , los valores de φ_{sg} son siempre positivos (excepto un ligero offset). Observamos que ahora obtenemos un efecto de saturación al llegar a 3,5 voltios correspondiente al nivel de saturación del amplificador INA134 con lo que el margen de trabajo que tenemos para la tensión que aplicamos a la puerta del MOSFET es de



$$0 < \varphi_{sg} < 3,5 V$$

Figura 70: Circuito para ensayar la linealidad de φ_{sg}

La tensión V_g utilizada para realizar esta prueba es la propia referencia de +2,5 V del simulador – figura 70. El offset obtenido en cada canal es de 353 y 358 μ V respectivamente con lo que además de ser muy pequeño ambos canales están perfectamente apareados (diferencia de offsets = 5μ V < $\Delta_{\min} \varphi_0$).

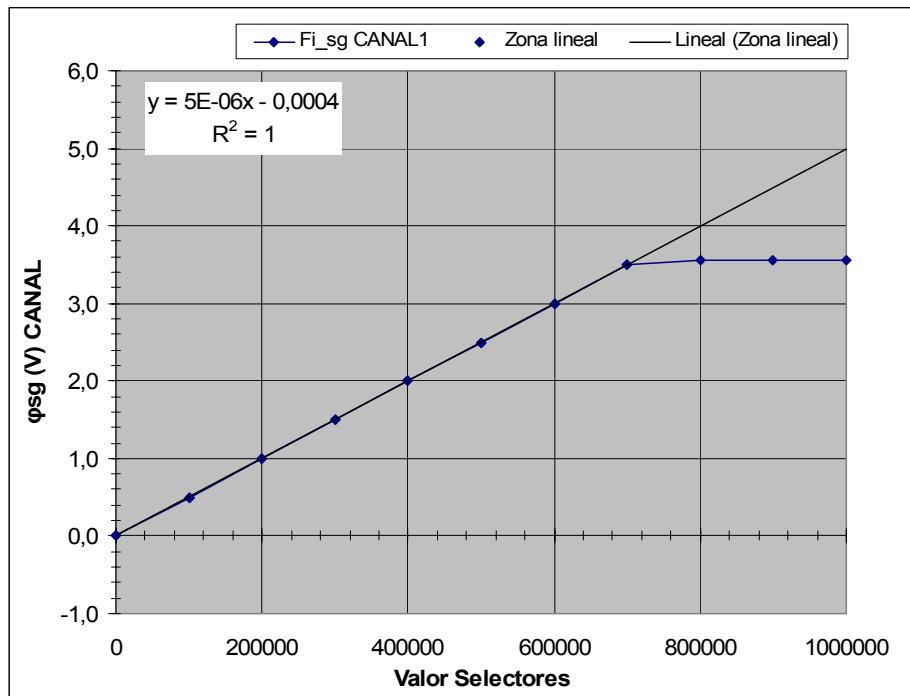


Figura 71: Tensión de salida φ_{sg} (seleccionando el canal 1) en función del selector

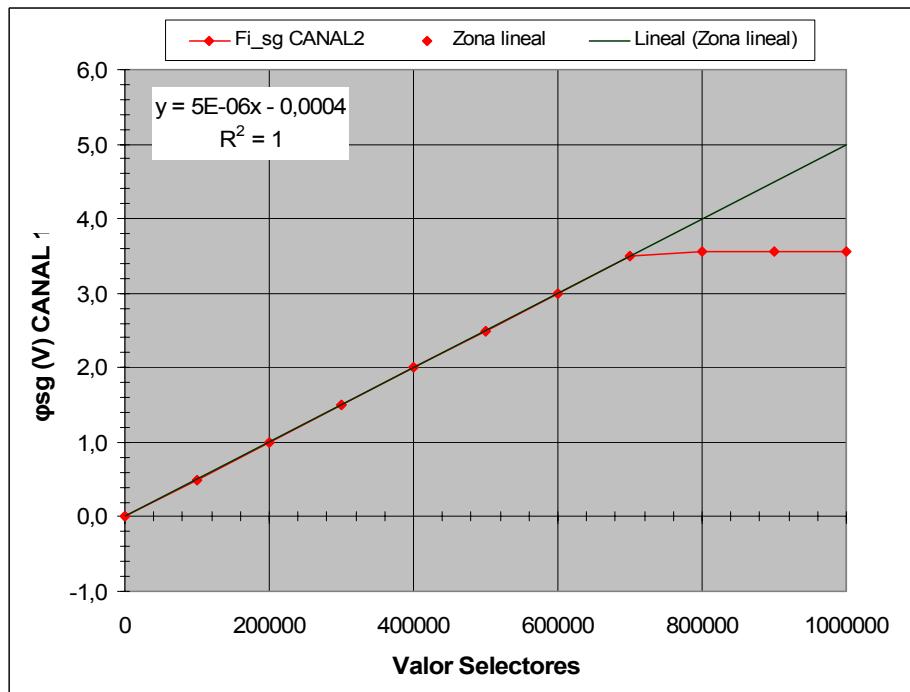


Figura 72: Tensión de salida φ_{sg} (seleccionando el canal 2) en función del selector

8.1.3. Estabilidad

Se ha estudiado la estabilidad a corto y a largo plazo de la tensión generada por el simulador. Para realizar este estudio se ha utilizado un tester Agilent U1253A con resolución de $1\mu\text{V}$. Como el instrumento tiene 5 dígitos para resolver microvoltios hay que usar valores inferiores a 10 mV. El estudio se ha hecho sobre la tensión φ_{s1} .

Para el estudio de la estabilidad a corto plazo se ha elegido un valor de alrededor de 5 mV (mitad de la escala). A largo plazo se ha estudiado la estabilidad del cero.

El procedimiento utilizado ha sido el siguiente:

- Se han conectado el Simulador y el tester y se han dejado calentar durante 1 hora.
- Se ha activado el registro de máximo, mínimo y promedio y se han dejado transcurrir 10 minutos.
- Se han registrado los valores que se listan en la columna T_0 para cada caso (corto y largo plazo).
- Se ha reseteado y activado de nuevo el registro de máximo, mínimo y promedio.
- Se han registrado de nuevo los valores al tiempo indicado en cada columna.
- Se ha repetido el proceso hasta completar los tiempos de la tabla.

En la tabla 15 se muestran los valores obtenidos

Valores en mV	T_0	1 min	5 min	T_0	1h	2h
φ_{s1max}	-5,517	-5,513	-5,513	0,039	0,055	0,044
φ_{s1min}	-5,529	-5,532	-5,525	-0,001	0,021	-0,006
φ_{s1avg}	-5,523	-5,519	-5,519	0,021	0,037	0,018
$\Delta_{min\varphi} = 11 \mu\text{V}$						
ruido (max-min)	-0,012	-0,019	-0,012	0,040	0,034	0,050
ruido en $\Delta_{min\varphi}$	1,091	1,727	1,091	3,636	3,091	4,545
deriva		0,004	0,000		0,016	-0,019
deriva en $\Delta_{min\varphi}$		0,364	0,000		1,455	-1,727

Tabla 15: Tabla de datos del estudio de estabilidad

Con los datos registrados φ_{s1max} , φ_{s1min} y φ_{s1avg} se calcula el ruido y la deriva definidos de la siguiente manera:

- Se define como ruido la diferencia entre los valores máximo y mínimo registrados.
- Se define como ruido en $\Delta_{\min}\phi_0$ al ruido dividido por $\Delta_{\min}\phi_0$.
- Se define como deriva la variación de ϕ_{s1avg} entre dos tiempos sucesivos.
- Se define como deriva en $\Delta_{\min}\phi_0$ a la deriva dividida por $\Delta_{\min}\phi_0$.

Del análisis de la tabla 15 se desprende lo siguiente:

- 1) A corto plazo ($=< 5$ minutos) la deriva es inferior a la tensión mínima de discriminación del potencial electroquímico ($\Delta_{\min}\phi_0 = 11 \mu V$). Esta es la deriva más importante pues está medida en tiempos comparables a los necesarios entre las dos medidas de una calibración.
- 2) A largo plazo ($=< 2$ horas) la deriva es igualmente muy pequeña, inferior en todo caso a 2 veces la tensión mínima de discriminación del potencial electroquímico. Esta deriva es poco importante pues se compensa con la calibración.
- 3) El ruido es en ambos casos algo mayor que la deriva pero igualmente muy pequeño. Dependerá de como se hagan las medidas y los promediados que se usen, para que el ruido sea más significativo que la deriva a no.

En cualquier caso estas variaciones no son significativas y el simulador puede generar señales de suficiente estabilidad para cubrir los requisitos planteados en el capítulo 5.

8.1.4. Repetitividad

La repetitividad se ha ensayado sobre la tensión ϕ_{s1} y sobre la tensión ϕ_{sg} (generada con ϕ_{s1}). De esta forma se puede ver la influencia de la etapa de salida del simulador. Por las mismas razones que en el caso de la estabilidad se utilizan valores inferiores a 10mV para cada tensión ensayada.

En el primer caso se han seleccionado alternativamente los valores de los potenciómetros entre 499000 a 499999 y para el segundo caso entre 000000 y 000999, ocho veces en cada caso. En la tabla 16 puede el resultado de esta prueba.

Valores en mV	φ_{o1}		$\varphi_{sg}(\varphi_{o1})$	
	499000	499999	000000	000999
1	-5,575	0,475	0,348	4,327
2	-5,583	0,478	0,350	4,326
3	-5,580	0,473	0,350	4,319
4	-5,573	0,477	0,350	4,332
5	-5,577	0,474	0,350	4,335
6	-5,581	0,474	0,351	4,330
7	-5,578	0,477	0,352	4,330
8	-5,579	0,478	0,351	4,335
Promedio	-5,578	0,476	0,350	4,329
Desv. std	0,003	0,002	0,001	0,005
$\Delta_{\min}\varphi_o$	0,011	0,011	0,011	0,011
Probabilidad	0,9997	1,0000	1,0000	0,9813
% de probabilidad de error = $\Delta_{\min}\varphi_o$	0,069	0,000	0,000	3,739

Tabla 16: Datos para el estudio de repetitividad

8.1.5. Retardo del filtro de primer orden

Todas las pruebas anteriores se han realizado con el filtro a 00 es decir sin prácticamente retardo. Para comprobar el retardo del filtro de 1er orden se procede de la siguiente manera:

- A) Se conecta el tester Agilent U1253A a uno de los conectores BNC y se selecciona φ_{sg} con el commutador rotativo.
- B) Se selecciona $\varphi_{s1}=3.0000$ V y $\varphi_{s2}=0.0000$ V.
- C) Se selecciona el filtro a 00
- D) Se conmuta SW a φ_{s2} y se espera que el valor sea estable (dentro del ruido)
- E) Se selecciona el filtro a 99
- F) Se conmuta con SW de φ_{s2} a φ_{s1}
- G) Se cronometra el tiempo que tarda en llegar la tensión φ_{sg} al 66% de su valor (1.98 V).

El valor obtenido es de 12 segundos que es del orden del valor calculado (10 segundos). La diferencia puede deberse en primer lugar el método manual de cronometrado y en segundo lugar a las tolerancias de los componentes. No precisamos mayor exactitud.

8.1.6. Curva de transconductancia del transistor MOSFET

Como se ha visto en el capítulo 6, la simulación del ISFET se realiza mediante el transistor MOSFET integrado en el mismo dado que el ISFET. D+T Microelectrónica ha suministrado a BioSystems ocho dados montados sobre un circuito impreso (como el que puede verse en la figura 66) con el transistor MOSFET conectado según la figura 73. Para cada uno de ellos D+T ha caracterizado el transistor MOSFET. Las

curvas suministradas pueden verse en la carpeta *Datasheets de componentes*, fichero “Run2808-09 MOSFET.xls”, en la documentación complementaria del CD del proyecto.

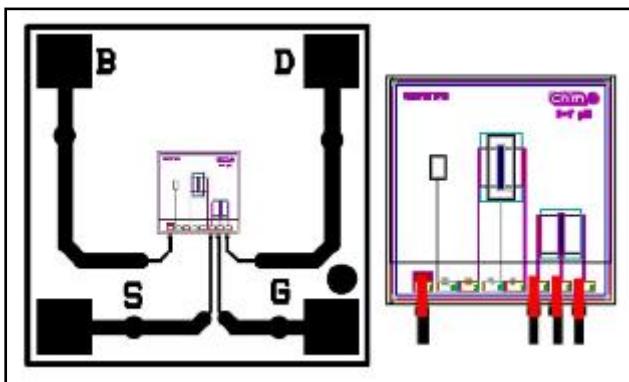


Figura 73: Conexión al circuito impreso del MOSFET incluido en el dato del ISFET

la zona donde trabajarán los ISFET ($Id=100\mu A$)

Las gráficas de la hoja referenciada como 28080903 corresponden al MOSFET utilizado. De la gráfica de transconductancia para una Vds de 500 mV, se ha detallado la parte correspondiente de Vgs entre -1,5 y -0,5 voltios que corresponde a una corriente Id entre 0 y 300 μA – figura 76, en rojo. Esta es la zona de mayor interés ya que corresponde a

Una vez terminado el Simulador de ISFET se ha procedido a comprobar que se

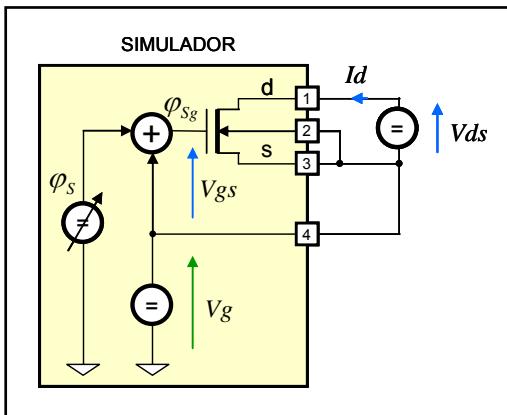


Figura 74: Circuito para trazar la curva de transimpedancia del MOSFET con el

reproducía esta curva de transconductancia mediante la tensión φ_{sg} generada en el propio simulador. Para ello se ha utilizado el circuito de la figura 74 en el que la fuente se ha polarizado a $Vg = 2.499 V$ (valor medido) de forma que Vgs pueda tomar valores positivos y negativos al variar φ_{sg} . Se ha polarizado el drenador frente a la fuente con una tensión $Vds = 0,5 V$ externa.

Sabemos que

$$\varphi_{sg} = \varphi_s + Vg \quad \text{y} \quad Vsg = \varphi_{sg} - Vg = \varphi_s + Vg - Vg = \varphi_s$$

Usaremos el canal φ_{s1} cuya tensión deberá pues ser igual a Vgs . En la tabla 17 se relacionan estos valores con el valor del selector del potenciómetro y la corriente Id obtenida. En la figura 75 se puede ver una fotografía del montaje para realizar las mediciones y en la figura 76, vemos la curva obtenida (azul) que como puede observarse es igual a la original obtenida con los datos de D+T Microelectrónica-CNM (columna “ Id CNM” tabla 17). En la figura 77 se repite la gráfica de transconductancia

obtenida en el simulador y se indica la línea de trabajo a $Id = 100 \mu\text{A}$ constantes. Podemos observar en la tabla 17 que la transconductancia g_m alrededor de 100 μA es cercana a 500 $\mu\text{A/V}$, valor teórico que se viene considerando.

V _{gs}	V _g	φ _{sg}	Selector	Id Simulador	gm	Id CNM
-1,500	2,499	0,999	199800	0,0		0,0
-1,450	2,499	1,049	209800	0,0	0	0,0
-1,400	2,499	1,099	219800	0,1	2	0,1
-1,350	2,499	1,149	229800	0,2	2	0,2
-1,300	2,499	1,199	239800	0,8	12	0,6
-1,250	2,499	1,249	249800	1,9	22	1,4
-1,200	2,499	1,299	259800	4,1	44	3,2
-1,150	2,499	1,349	269800	7,9	76	6,5
-1,100	2,499	1,399	279800	13,5	112	11,7
-1,050	2,499	1,449	289800	21,5	160	19,2
-1,000	2,499	1,499	299800	32,3	216	29,5
-0,950	2,499	1,549	309800	45,7	268	42,8
-0,900	2,499	1,599	319800	62,2	330	59,3
-0,850	2,499	1,649	329800	81,8	392	78,9
-0,800	2,499	1,699	339800	104,5	454	101,5
-0,750	2,499	1,749	349800	130,2	514	127,6
-0,700	2,499	1,799	359800	159,2	580	157,0
-0,650	2,499	1,849	369800	191,2	640	189,6
-0,600	2,499	1,899	379800	226,2	700	225,1
-0,550	2,499	1,949	389800	263,5	746	263,5
-0,500	2,499	1,999	399800	303,1	792	303,8

Tabla 17: Datos del trazado de la curva de transconductancia del MOSFET montado en el simulador

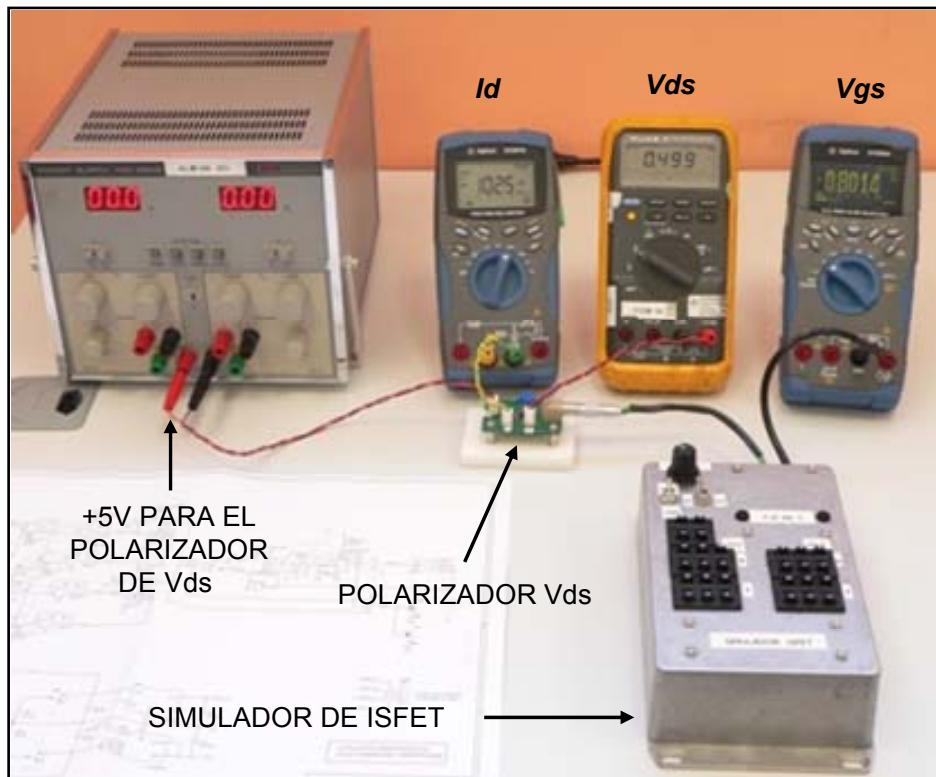


Figura 75: Montaje para el trazado de la curva de transconductancia del MOSFET montado en el simulador

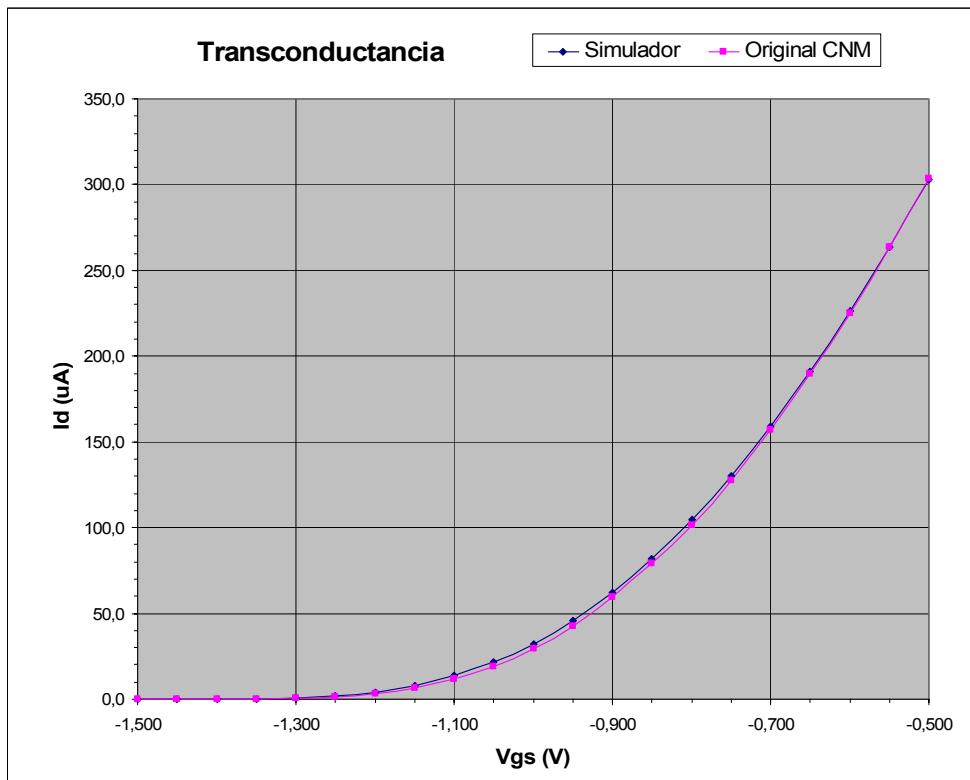


Figura 76: Curvas de transconductancia del MOSFET, original (D+T-CN) en rojo y medida en el simulador en azul

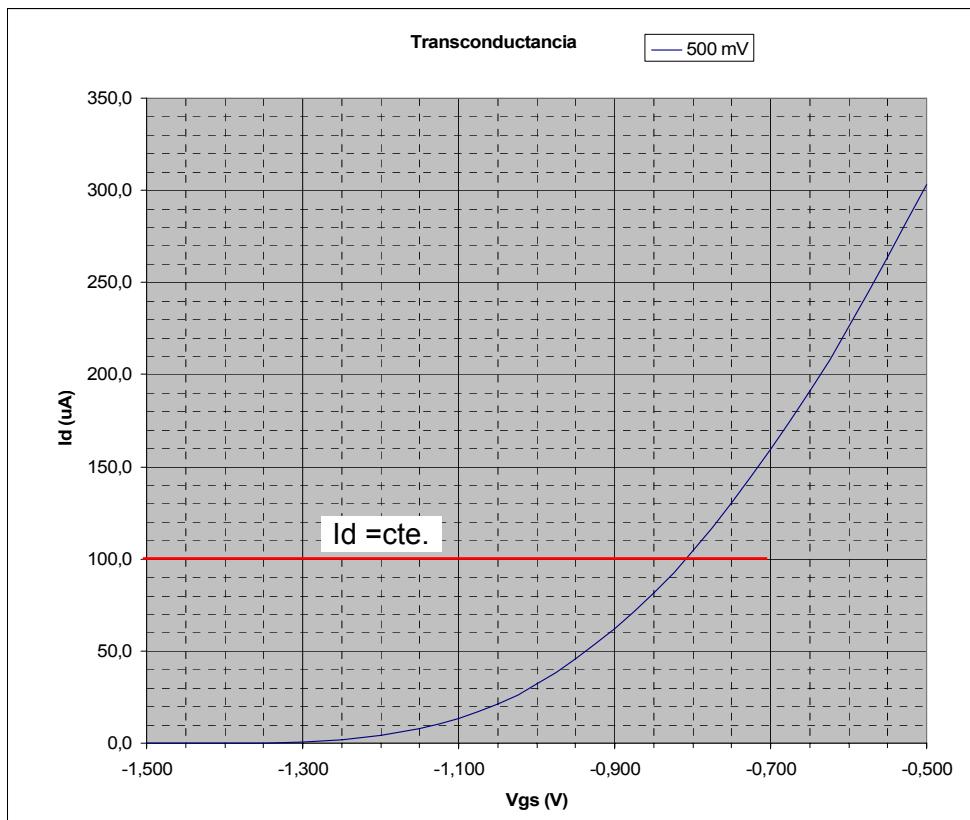


Figura 77: Curva de transconductancia medida con el MOSFET montado en el simulador y nivel de I_d constante de trabajo

8.2. Resultados de la Unidad de medida

Como salida al proceso de diseño de la Unidad de medida obtenemos sus esquemas electrónicos que pueden verse en el anexo 2 *Esquemas electrónicos* en las hojas de esquema siguientes

Hoja 2: Unidad de medida

Hoja 3: Canal de medida 1

Hoja 4: Canal de medida 2

Hoja 5: Canal de medida 3

Hoja 6: Microcontrolador y comunicaciones

Los tres esquemas de los canales de medida son iguales, solo se diferencian por la referencia de sus componentes. Cada uno de ellos se muestra como un bloque jerárquico en la hoja 2, de forma que ésta contiene todo el concepto de dicha unidad.

La construcción física puede verse en la figura 78 donde se muestra la Unidad de medida terminada con su caja de aluminio como blindaje eléctrico. A la izquierda vemos el conector SPI y al frente los tres conectores de los tres canales para ISFET y dos conectores BNC, uno para el electrodo de referencia (ER) y otro para medida de la tensión ϕ_S procedente del simulador.

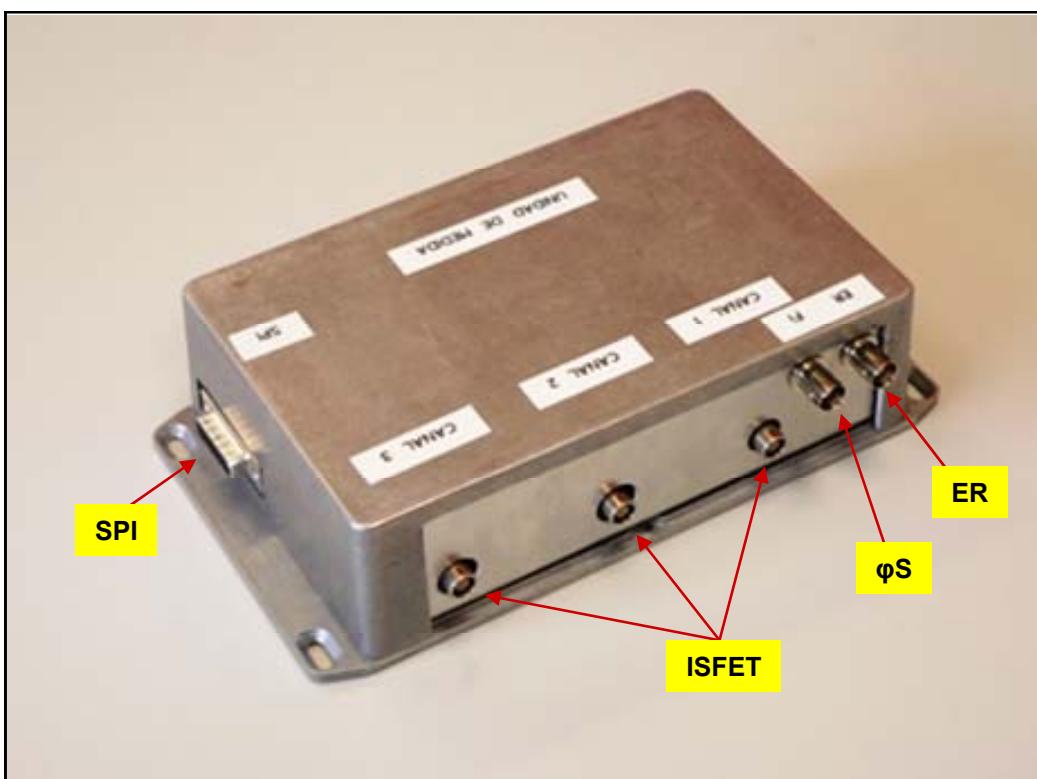


Figura 78: Unidad de medida

En la figura 79 puede verse la electrónica de la Unidad de medida. Sobre la fotografía se han destacado, recuadrados en colores, los diversos circuitos de que se compone, diseñados en el capítulo 7. Tal como se ha explicado en el apartado 3.1. “Definición del objetivo”, Solo se ha montado un Canal de medida, el circuito de polarización del electrodo de referencia, la comunicación SPI y la alimentación.

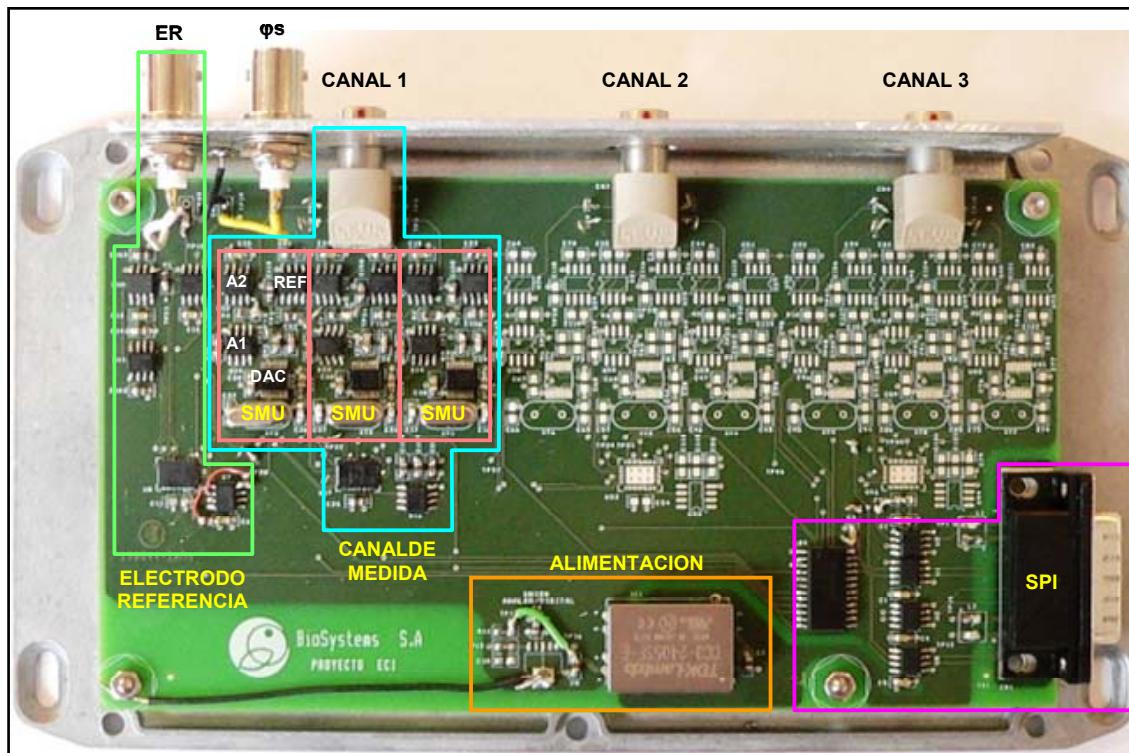


Figura 79: Circuito de la Unidad de medida

8.2.1. El software

Para la puesta en marcha de la Unidad de medida se ha desarrollado un software básico de uso manual o semiautomático, según las funciones, para facilitar los ensayos necesarios para su validación. Según lo expuesto en el apartado 7.9 y con una máquina de estados elemental se han implementados funciones que nos permiten la inicialización de la unidad, la programación de las tensiones de sus SMU y la medida de la corriente Id de forma que podamos trazar las curvas características de transconductancia y de salida.

En la figura 80 se muestra la pantalla de la consola al iniciar el programa. Como podemos ver, primero se inicializan los DAC de los tres SMU del canal 1 que es el que hay instalado y luego se inicializan los convertidores ADC del circuito del electrodo de referencia y del canal 1.

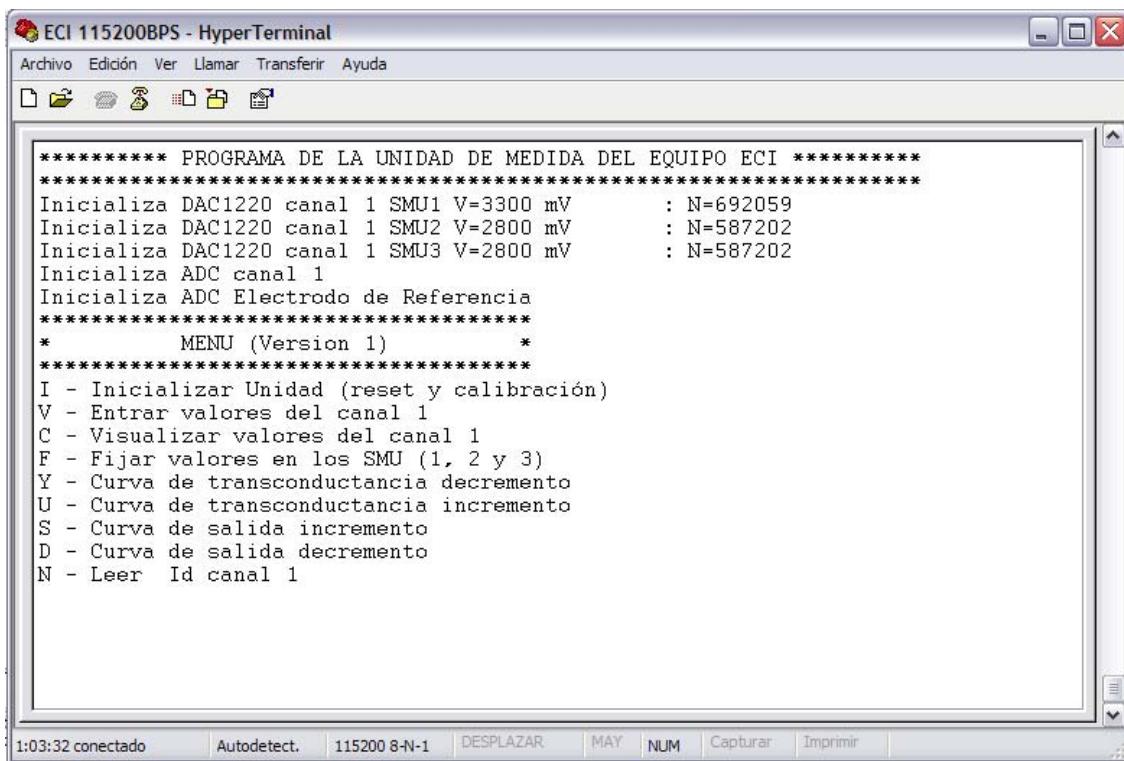


Figura 80: pantalla de inicio con el menú del software de puesta en marcha de la Unidad de medida

A continuación exponemos brevemente lo que hace cada una de las opciones de menú programadas.

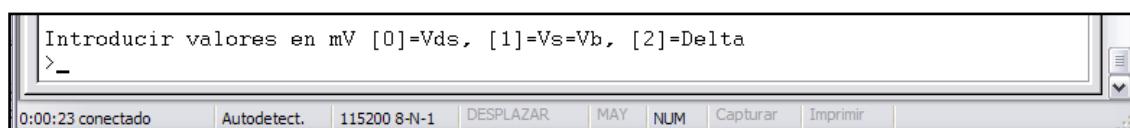
I – Inicializar Unidad (reset y calibración)

Esta opción realiza el reset de los DAC1220, les da la orden de calibración y los inicializa a unos valores preestablecidos. Inicializa también los convertidores ADC instalados en la placa.

V – Entrar valores del canal 1

Esta opción permite entrar tres valores

- Valor de la tensión V_{ds}
- Valor de la tensión V_s
- Un valor de incremento Delta



Estos valores actúan de forma diferente según que funciones los utilicen

C – Visualizar valores canal 1

Esta opción nos permite visualizar los tres valores arriba mencionados así como los valores de los DAC que están programados en ese momento.

Vds	=	500	mV	:	N=	104857
Vs,b	=	2800	mV	:	N=	587202
Delta	=	0	mV	:	N=	0
SMU1	V=	3300	mV	:	N=	692059
SMU2	V=	2800	mV	:	N=	587202
SMU3	V=	2800	mV	:	N=	587202

F – Fijar valores en los SMU (1, 2 y 3)

A partir de los tres valores entrados con la opción V, esta opción calcula los valores de las tensiones Vd y Vb según el siguiente criterio

a) $Vb = Vs$

es decir que los ensayos de puesta en marcha se realiza con el potencial de substrato igual al de fuente (como si estuvieran conectados directamente).

b) $Vd = Vs + Vds$

siguiendo la primera de las ecuaciones (54)

Con estos valores reinicia los DAC de los SMU

Inicializa DAC1220 canal 1 SMU1 Vd=3300 mV	:	N=692059
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU2 Vb=2800 mV	:	N=587202
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU3 Vs=2800 mV	:	N=587202

Y – Curva de transconductancia decremento

Esta opción nos permite avanzar paso a paso en el trazado de las curvas de transconductancia. Cada vez que se pulsa Y, Vs y Vb se decrementan en Delta y se recalcula Vd para que Vds se mantenga constante. Al presentar las curvas de transconductancia se explicará con detalle el procedimiento seguido.

Inicializa DAC1220 canal 1 SMU1 Vd=3000 mV	: N=629145
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU2 Vb=2500 mV	: N=524288
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU3 Vs=2500 mV	: N=524288
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU1 Vd=2950 mV	: N=618659
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU2 Vb=2450 mV	: N=513802
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU3 Vs=2450 mV	: N=513802
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU1 Vd=2900 mV	: N=608173
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU2 Vb=2400 mV	: N=503316
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU3 Vs=2400 mV	: N=503316

U – Curva de transconductancia incremento

Esta opción funciona como la anterior solo que incrementa V_s y V_b en lugar de decrementarlas.

Inicializa DAC1220 canal 1 SMU1 Vd=2950 mV	: N=618659
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU2 Vb=2450 mV	: N=513802
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU3 Vs=2450 mV	: N=513802
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU1 Vd=3000 mV	: N=629145
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU2 Vb=2500 mV	: N=524288
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU3 Vs=2500 mV	: N=524288
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU1 Vd=3050 mV	: N=639630
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU2 Vb=2550 mV	: N=534773
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU3 Vs=2550 mV	: N=534773

S – Curva de salida incremento

Esta opción nos permite avanzar paso a paso en el trazado de las curvas de salida. Cada vez que se pulsa **S**, se incrementa la V_d en Delta manteniéndose constante V_s y V_b (y por tanto la V_{gs} si no se cambia el valor del simulador). Al presentar las curvas de salida se explicará con detalle el procedimiento seguido.

Inicializa DAC1220 canal 1 SMU1 Vd=2900 mV	: N=608173
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU2 Vb=2800 mV	: N=587202
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU3 Vs=2800 mV	: N=587202
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU1 Vd=2950 mV	: N=618659
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU2 Vb=2800 mV	: N=587202
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU3 Vs=2800 mV	: N=587202
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU1 Vd=3000 mV	: N=629145
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU2 Vb=2800 mV	: N=587202
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU3 Vs=2800 mV	: N=587202

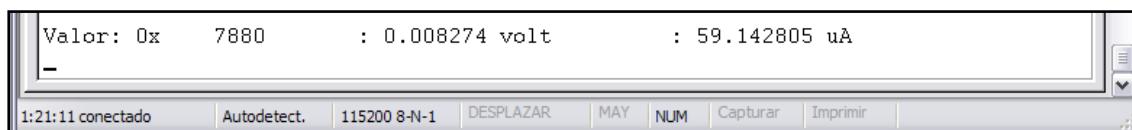
D – Curva de salida decremento

Esta opción funciona como la anterior solo que decrementa V_d en lugar de incrementarla.

Inicializa DAC1220 canal 1 SMU1 Vd=2950 mV	: N=618659
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU2 Vb=2800 mV	: N=587202
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU3 Vs=2800 mV	: N=587202
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU1 Vd=2900 mV	: N=608173
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU2 Vb=2800 mV	: N=587202
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU3 Vs=2800 mV	: N=587202
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU1 Vd=2850 mV	: N=597687
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU2 Vb=2800 mV	: N=587202
Inicializa DAC1220 canal 1 SMU3 Vs=2800 mV	: N=587202

N – Leer Id canal 1

Cada vez que pulsamos esta opción, se lee en el ADC del Canal de medida 1 la tensión equivalente de la corriente de drenador Id . A partir de una palabra de 32 bits se extrae el valor de la conversión, se calcula la tensión correspondiente a la corriente en función de la referencia de tensión del DAC, de la configuración (diferencial con 23 bits más signo) y se convierte en corriente dividiéndolo por el valor de la resistencia R_i del SMU según la ecuación (61).



8.2.2 Esquema de validación

Para comprender mejor los ensayos que se han realizado para la validación de la Unidad de medida y explicar los resultados obtenidos, utilizaremos el esquema de la figura 81 que representa la conexión del simulador con las cuatro fuentes de polarización de los SMU, la del electrodo de referencia, la de fuente, la de substrato y la de drenador. Se obvia la medición de corriente en el esquema para mayor claridad.

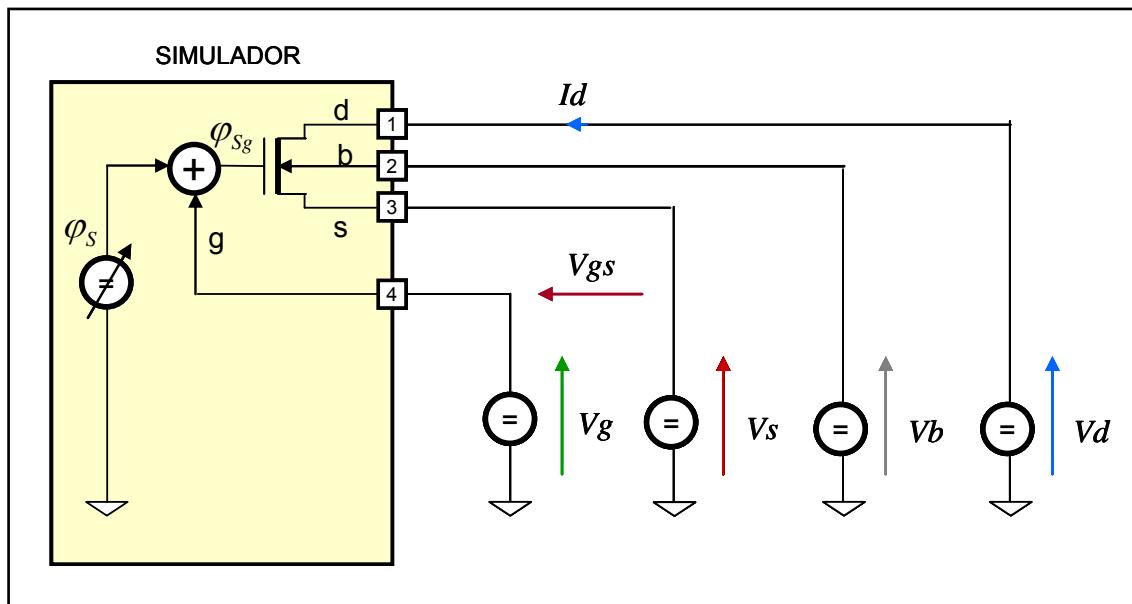


Figura 81: Conexión del Simulador de ISFET a las fuentes de polarización de cada SMU

Recordemos que en un ISFET la puerta es el electrodo de referencia y entre éste y la membrana selectiva tenemos un potencial electroquímico ϕ_o . Recordemos también que para que todas las tensiones que se manejen sean positivas se polariza el electrodo de referencia a $Vg = 2,5 V$.

Al utilizar el simulador el terminal 4 del conector hace la función de electrodo de referencia y se le aplica la $V_g = 2,5 V$ e internamente se le suma el potencial electroquímico simulado φ_s .

Recordemos también que debido a que todas las fuentes de los SMU están referidas a masa, la V_{ds} se obtiene por diferencia entre la tensión V_d y V_s .

8.2.3. Ensayos iniciales de tensión

Se realizan unos primeros ensayos del Canal de medida. Se programan cada SMU a una tensión inicial (con resolución de mV) y se mide sin y con simulador conectado, el valor de esta tensión en la salida del puerto de cada SMU (terminal del conector del canal). Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 18.

	SMU1	SMU2	SMU3	ER (fija)
	Vd (V)	Vb (V)	Vs (V)	Vg (V)
Tensiones programadas	3,300	2,800	2,800	2,500
Medidas sin simulador	3,300	2,790	2,800	2,496
Medidas con simulador	3,300	2,800	2,800	2,500
Error sin simulador	0,000	0,010	0,000	0,004
Error con simulador	0,000	0,000	0,000	0,000

Tabla 18: Validación de las tensiones de polarización de los SMU.

Las tensiones han sido medidas con un tester Agilent U1241A con resolución de 1 mV

Observamos lo siguiente:

- A) Cuando el simulador está conectado, las tensiones medidas en los puertos de los SMU son exactas.
- B) Cuando el simulador no está conectado hay un error de unos pocos mV en los SMU de V_b y V_g .

Más adelante analizaremos las posibles causas.

8.2.4. Ensayos iniciales de corriente

Sin conectar el simulador al Canal de medida, la corriente que debe circular por el puerto de SMU1 (I_d) debe ser cero. Se realiza una medida de corriente mediante la opción de menú N y se observa que la corriente correspondiente a este SMU es de algunos microamperios.

Se analiza la situación y tras comprobar que no hay ningún integrado averiado, se llega a la conclusión de que existe una aparente corriente de fuga en los circuitos de los SMU.

Como la corriente de un SMU se mide indirectamente a partir de la tensión en bornes de la resistencia R_i del amplificador de transimpedancia según la ecuación (60), esta corriente aparente puede ser cierta o puede ser debida a errores de tensión en la salida de dicho amplificador.

Por las características del amplificador operacional MAX4238 utilizado para este circuito (ver tabla 4), ni la tensión de offset ni la corriente de polarización de la entrada inversora deberían producir este efecto.

En el análisis del problema se consideran dos posibilidades

A) En el nodo Σ - figura 47 – aparece una corriente de fuga debida a temas constructivos del circuito impreso. Los circuitos SMD de montaje superficial tiene las distancias tan pequeñas que efectos superficiales del circuito impreso, las pastas de soldar, residuo de sales en el proceso productivo, etc. producen fugas entre este nodo y pistas adyacente con potenciales distintos. (éste es un problema habitual en circuitos analógicos donde hay que medir corriente muy pequeñas).

Para comprobar si este efecto es cierto, se aumenta el valor de la resistencia R_i y se observa que el valor de la corriente medida aumenta en una proporción parecida. Ello nos indica que realmente hay una corriente de fuga que al circular por el nodo Σ y por tanto por R_i nos da una tensión a la salida del amplificador de transimpedancia cuando debería ser cero.

B) Existe también la posibilidad de que haya en el circuito algún tipo de ruido que altere de alguna manera el valor de la tensión del citado amplificador. La comprobación de este ruido es bastante difícil ya que aún con un osciloscopio de calidad con 1mV/cuadro de resolución, el ruido propio es mayor que el que deberíamos medir. Sin embargo se observan ligeras variaciones de esta aparente corriente de fuga según se blinde el circuito o no, lo que nos indica que algún efecto de ruido aparece.

Se ha constatado además que esta corriente, siempre sin conectar el simulador, es dependiente del potencial del SMU y es repetitiva. Para ello se han realizado diversas mediciones. En primer lugar se ha realizado un barrido de la tensión del SMU en todo el rango y se ha medido la corriente de fuga. En la tabla 19 exponemos estos valores y los graficamos en la figura 82.

Todo el rango	Zona de detalle			
	SMU1 (mV)	Ifuga (uA)	SMU1 (mV)	Ifuga (uA)
4500	2315,00			
4400	-7,73	4000	4,84	
4300	0,19	3950	5,65	
4200	4,30	3900	6,88	
4100	5,60	3850	8,14	
4000	4,70	3800	9,38	
3500	13,80	3750	10,44	
3000	14,99	3700	11,46	
2500	12,62	3650	12,26	
2000	8,70	3600	12,95	
1500	4,70	3550	13,50	
1000	1,82	3500	13,94	
500	2,04	3450	13,98	
20	-8,07	3400	14,28	
		3350	14,55	
		3300	14,72	
		3250	14,87	
		3200	14,93	
		3150	14,95	
		3100	14,92	
		3050	14,85	
		3000	14,76	
		2950	14,63	
		2900	14,49	
		2850	14,31	
		2800	14,15	
		2750	13,92	
		2700	13,67	
		2650	13,38	
		2600	13,09	
		2550	12,77	
		2500	12,44	

Tabla 19: I fuga en todo el rango

Observando la tabla 19 vemos que hay un punto singular correspondiente a la tensión de 4500 mV (primera columna) donde la corriente toma un valor altísimo. Analizado este caso se ha visto que el operacional MAX4238 tiene un rango de trabajo en modo

común que va desde -0,3 voltios hasta 3,7 voltios si está alimentado a 5 voltios, según puede verse en la tabla 4. En la práctica llega hasta los 4 voltios.

Toda la tensión aplicada a la entrada no inversora de un amplificador de transimpedancia es tensión en modo común ya que esta presente en ambas entrada, inversora y no inversora, por igual. Cuando esta tensión es superada, aparece una tensión a la salida que nos falsea la medición y nos limita el rango de trabajo del SMU. Este efecto se tendrá en cuenta a la hora de trazar las curvas características.

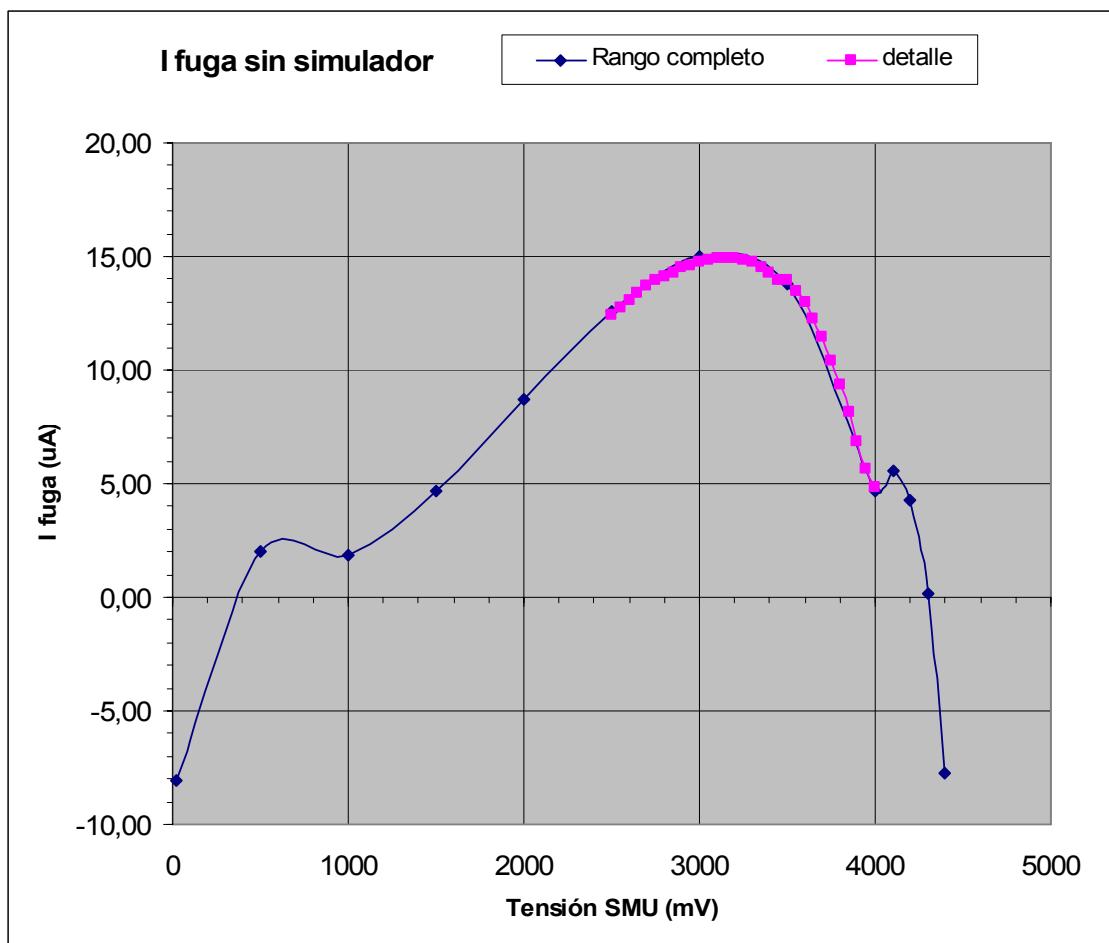


Figura 82: Gráfica de la corriente de fuga sin simulador, en todo el rango y un detalle en el rango de 2500 mV a 3000 mV

En la figura 83 se han graficado las corrientes de fuga del SMU1 en el tramo 3500 mV a 4000 mV para dos tensiones distintas de los SMU2 y 3 (ambos la misma), 2000 mV y 3000 mV. Como vemos dicha corriente es independiente de las tensiones de los otros SMU.

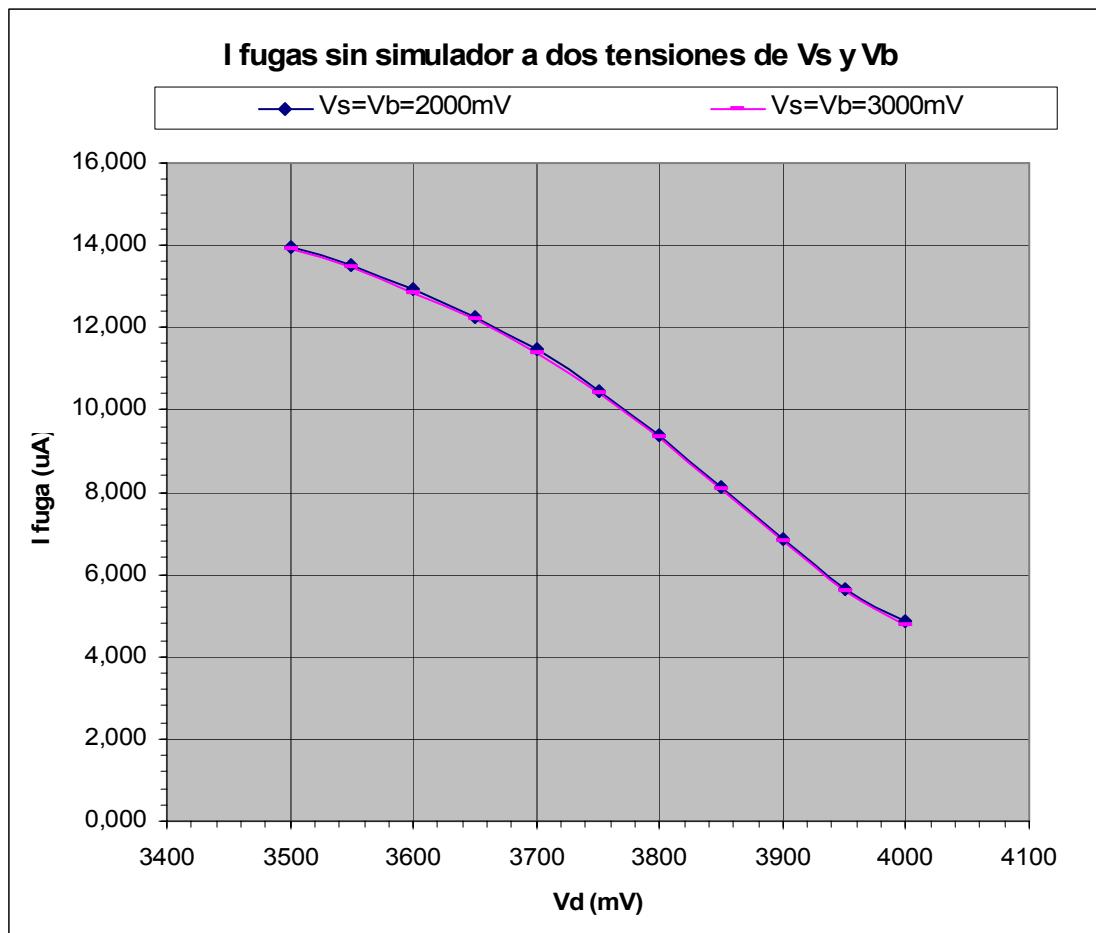


Figura 83: Corriente de fuga del SMU1 para el trama 3400mV a 4100mV y para dos tensiones distintas de los SMU 2 y 3

8.2.5. Trazado de curvas de transconductancia

Como se vio en el apartado 4.6 “Principio de medida” las curvas que más nos interesan son las de transconductancia. Para cada potencial electroquímico obtenemos una curva distinta. Mediante el simulador podemos generar diferentes potenciales electroquímicos simulados φ_s y para cada uno de ellos trazar una curva de transconductancia.

Para empezar con una primera curva medida en las mismas condiciones que cuando se verificó el Simulador de ISFET – figura 76 – debemos hacer

- A) La tensión drenador-fuente $V_{ds} = 0,5\text{ V}$
- B) Un barrido de la tensión puerta-fuente de $-1,5 \leq V_{gs} \leq -0,5\text{ V}$
- C) El potencial electroquímico de simulación $\varphi_s = 0\text{ V}$.

Según la figura 81 tenemos

$$V_{gs} = V_g + \varphi_s - V_s \quad (87)$$

y sabemos que

$$V_d = V_s + V_{ds}$$

entonces obtenemos los rangos de tensiones indicados en la tabla 20.

V_{gs}	V_g	φ_s	V_s (SMU3)	V_{ds}	V_d (SMU1)
-1,5	2,5	0	4	0,5	4,5
-0,5	2,5	0	3	0,5	3,5

Tabla 20: Rangos de tensiones de barrido para trazar una curva de transconductancia con $\varphi_s=0V$. Valores en voltios

Observamos que en estas condiciones la tensión que deberá generar el SMU1 sobrepasa el límite del rango de trabajo en modo común antes mencionado y que hemos fijado a la práctica en 4 voltios.

Para reducir el valor de V_d debemos reducir el de V_s y como V_g es fijo y V_{gs} debe ser -1,5 mínimo, la solución consiste en hacer $\varphi_s = -0,5 V$. De esta forma obtenemos los datos de la tabla 21.

V_{gs}	V_g	φ_s	V_s (SMU3)	V_{ds}	V_d (SMU1)
-1,5	2,5	-0,5	3,5	0,5	4
-0,5	2,5	-0,5	2,5	0,5	3

Tabla 21: Rangos de tensiones de barrido para trazar una curva de transconductancia con $\varphi_s=-0,5V$. Valores en voltios

Empezaremos pues trazando una curva con una tensión $\varphi_s = -0,5 V$ que tomaremos como curva de concentración de referencia. Ya vimos en el apartado 6.1. “Principio de funcionamiento del simulador” expresiones (41) a (43) que lo importante para la

simulación no eran los valores absolutos de las tensiones umbrales sino sus incrementos. Por eso una vez fijada una φ_s de referencia incrementaremos o decrementaremos este valor para trazar curvas de transconductancia de diversas concentraciones simuladas.

Tomaremos incrementos de φ_s equivalentes a la sensibilidad típica de un ISFET

$S = 59 \frac{mV}{pC_x}$ según la ecuación (22) y trazaremos curvas a $+1pC_x$ y $-1pC_x$ según la

tabla 22.

pC_x relativo	$\Delta\varphi_s 1$	$\varphi_s 1$
-1	-0,059	-0,559
0	0	-0,500
+1	0,059	-0,441

Tabla 22: Valores del potencial electroquímico simulado φ_s para tres curvas distintas

Para trazar la curva de transconductancia procedemos de la siguiente manera

- A) Conectamos el simulador a la Unidad de medida y ponemos en marcha ambos
- B) Conectamos una salida BNC del simulador al tester Agilent U1253A
- C) Ponemos el selector de tensión de salida a φ_{S1}
- D) Mediante los selectores ajustamos φ_{S1}
- E) Ponemos el selector de tensión de salida a φ_{Sg}
- F) Comprobamos que $\varphi_{Sg} = 2,5 - \varphi_{S1}$
- G) Mediante la opción de menú **V** introducimos los siguientes valores
 - a. $Vds = 500$
 - b. $Vs = Vb = 3500$
 - c. $Delta = 50$
- H) Mediante la opción de menú **F** fijamos los valores correspondientes en los SMU
- I) Mediante la opción **N** leemos la corriente del SMU1 Id
- J) Mediante la opción de menú **Y** decrementamos en *Delta* las tensiones de los SMU de manera que mantenemos constante Vds y mantenemos $Vs = Vb$
- K) Repetimos los pasos I) y J) sucesivamente.

De esta forma como Vs se va decrementando la Vgs se va haciendo menos negativa y vamos barriendo desde -1,5 V hasta -0,5 V.

En la tabla 23 listamos los valores de corriente Id obtenidos en el trazado de las tres curvas que se pueden ver graficadas en la figura 84.

V _s (SMU3)	V _{gs}	Id ($\phi_s=-0,441$)	Id ($\phi_s=-0,500$)	Id ($\phi_s=-0,559$)
3500	-1,50	-2,157	-3,863	-2,228
3450	-1,45	0,002	-0,002	-0,004
3400	-1,40	0,000	-0,004	-0,012
3350	-1,35	1,227	0,439	1,037
3300	-1,30	2,257	1,421	1,660
3250	-1,25	5,798	2,623	2,228
3200	-1,20	10,920	5,769	4,500
3150	-1,15	16,567	9,983	6,866
3100	-1,10	25,212	16,084	10,581
3050	-1,05	36,397	24,314	16,183
3000	-1,00	50,195	35,493	24,015
2950	-0,95	66,658	49,133	34,391
2900	-0,90	85,882	65,535	47,289
2850	-0,85	108,084	84,611	62,856
2800	-0,80	133,464	106,562	81,335
2750	-0,75	162,507	131,679	102,355
2700	-0,70	195,209	160,384	126,700
2650	-0,65	231,224	192,494	154,496
2600	-0,60	269,687	227,629	185,580
2550	-0,55	310,239	265,550	220,438
2500	-0,50	352,221	305,538	257,873

Tabla 23: Datos de las curvas de transconductancia trazadas en la validación de la Unidad de medida. Valores de las corrientes en μA .

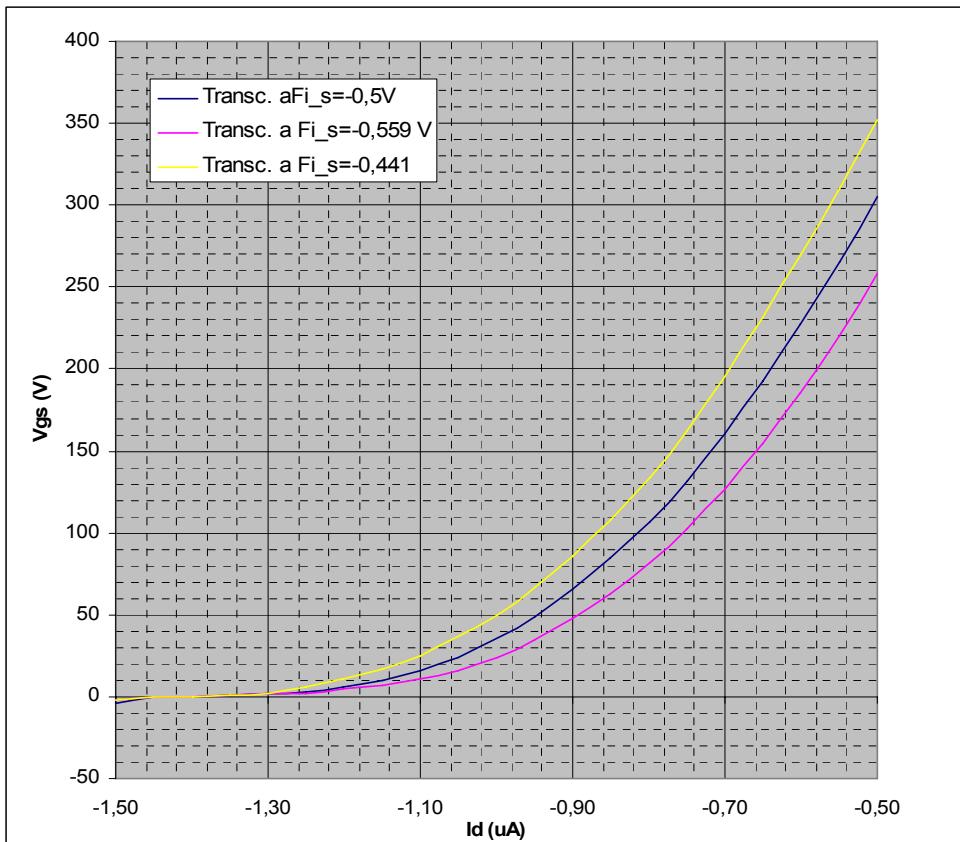


Figura 84: Curvas de transconductancia trazadas en la validación de la Unidad de medida

Analizando los datos obtenidos al trazar estas curvas lo primero que observamos es que para valores de V_s entre 3,4 y 3,45 voltios la corriente I_d es prácticamente cero y en general los valores son bastante similares a la curva original – figura 77 – al contrario de lo cabía esperar debido a las corrientes de fuga observadas en el apartado 8.2.4.

En la tabla 24 se comparan los valores de las corrientes obtenidas en la validación del Simulador de ISFET – tabla 17 – y en la validación de la Unidad de medida – tabla 23 (para $\varphi_s = -0,500 V$). Como podemos observar, el simulador da una corriente $I_d = 0$ para tensiones más negativas que $V_{gs} = -1,45 V$ en tanto que al medirlo con la Unidad de medida nos da valores negativos. Estos valores negativos, no puede provenir de la corriente de drenador del simulador y por tanto han de ser corrientes de fuga.

Por otra parte, las diferencias de los valores de las citadas corrientes – tabla 24 columna de la derecha – se pueden considerar corrientes de fuga y vemos que son mucho menores que las obtenidas sin conectar el simulador – Tabla 25.

V _s (SMU3)	V _{gs}	V _d (SMU1)	I _d ($\varphi_s=-0,500$)	I _d simulador	Diferencias
3500	-1,50	4000	-3,863	0,0	-3,86
3450	-1,45	3950	-0,002	0,0	0,00
3400	-1,40	3900	-0,004	0,1	-0,10
3350	-1,35	3850	0,439	0,2	0,24
3300	-1,30	3800	1,421	0,8	0,62
3250	-1,25	3750	2,623	1,9	0,72
3200	-1,20	3700	5,769	4,1	1,67
3150	-1,15	3650	9,983	7,9	2,08
3100	-1,10	3600	16,084	13,5	2,58
3050	-1,05	3550	24,314	21,5	2,81
3000	-1,00	3500	35,493	32,3	3,19
2950	-0,95	3450	49,133	45,7	3,43
2900	-0,90	3400	65,535	62,2	3,33
2850	-0,85	3350	84,611	81,8	2,81
2800	-0,80	3300	106,562	104,5	2,06
2750	-0,75	3250	131,679	130,2	1,48
2700	-0,70	3200	160,384	159,2	1,18
2650	-0,65	3150	192,494	191,2	1,29
2600	-0,60	3100	227,629	226,2	1,43
2550	-0,55	3050	265,550	263,5	2,05
2500	-0,50	3000	305,538	303,1	2,44

Tabla 24: Comparación de valores de I_d entre la validación del Simulador de ISFET y la validación de la Unidad de medida para $\varphi_s=-0,500 V$

Vd (SMU1)	I fuga	I fuga
	Sin simulador	Con simulador
4000	4,84	-3,86
3950	5,65	0,00
3900	6,88	-0,10
3850	8,14	0,24
3800	9,38	0,62
3750	10,44	0,72
3700	11,46	1,67
3650	12,26	2,08
3600	12,95	2,58
3550	13,50	2,81
3500	13,94	3,19
3450	13,98	3,43
3400	14,28	3,33
3350	14,55	2,81
3300	14,72	2,06
3250	14,87	1,48
3200	14,93	1,18
3150	14,95	1,29
3100	14,92	1,43
3050	14,85	2,05
3000	14,76	2,44

Tabla 25: Comparación de corrientes de fuga sin y con simulador conectado a la Unidad de medida

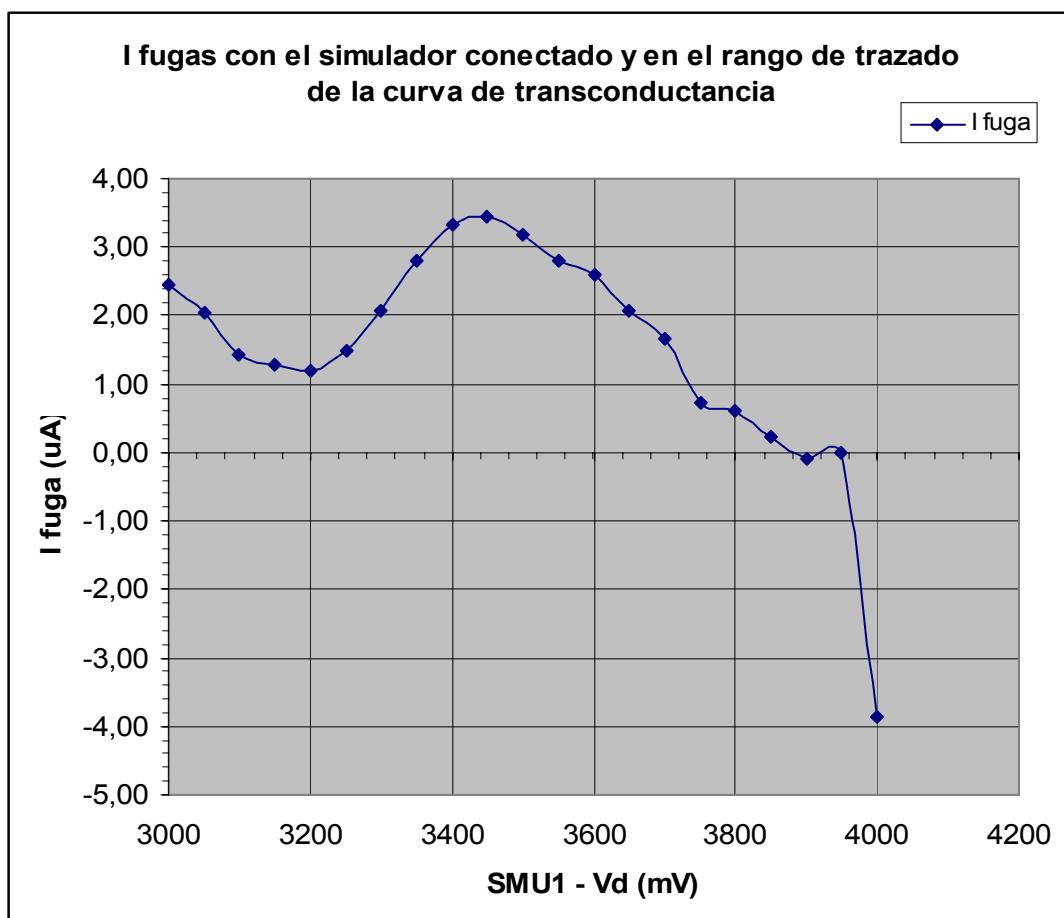


Figura 85: Grafica de las corrientes de fuga al conectar el simulador a la Unidad de medida y trazar una curva de transconductancia

En la figura 85 se grafican las corrientes de fuga obtenidas por las diferencias arriba citadas. Comparándolas con la gráfica 81 en el tramo de Vd 3000 a 4000 mV observamos que el comportamiento es diferente.

Podemos pues deducir que el comportamiento de las corrientes de fuga varía según esté o no conectado el simulador, pudiendo decir que dichas corrientes se reducen al conectar el simulador.

También hemos visto en la tabla 18 que las tensiones de los SMU2 y Electrodo de Referencia medidas en el puerto de los SMU no eran correctas si no estaba conectado el simulador.

8.2.6. Trazado de curvas de salida

Continuamos el proceso de validación trazando las curvas de salida del simulador conectado a la Unidad de medida para los mismos casos de simulación de concentración que para las curvas de transconductancia – tabla 22.

Para trazar estas curvas se deberá, para un potencial electroquímico simulado, mantener constantes $V_s = V_b$ y realizar un barrido de la tensión drenador-fuente $0 \leq V_{ds} \leq 1 V$. Se trazarán pues tres curvas de salida.

Para trazar la curva de salida procedemos de la siguiente manera

- A) Conectamos el simulador a la Unidad de medida y ponemos en marcha ambos
- B) Conectamos una salida BNC del simulador al tester Agilent U1253A
- C) Ponemos el selector de tensión de salida a φ_{S1}
- D) Mediante los selectores ajustamos φ_{S1}
- E) Ponemos el selector de tensión de salida a φ_{Sg}
- F) Comprobamos que $\varphi_{Sg} = 2,5 - \varphi_{S1}$
- G) Mediante la opción de menú **V** introducimos los siguientes valores
 - a. $V_{ds} = 0$
 - b. $V_s = V_b = 2800$
 - c. $Delta = 50$
- H) Mediante la opción de menú **F** fijamos los valores correspondientes en los SMU
- I) Mediante la opción **N** leemos la corriente del SMU1, Id

- J) Mediante la opción de menú **S** incrementamos en *Delta* las tensiones del SMU1 de manera que mantenemos constante $V_s = V_b$ e incrementamos la V_{ds}
- K) Repetimos los pasos I) y J) sucesivamente.

De esta forma $V_s = V_b$ se mantiene constante mientras que V_{ds} se incrementa de 0 a 1 voltio.

En la tabla 26 listamos los valores de corriente I_d obtenidos en el trazado de las tres curvas.

Vd	Vds	Id ($\varphi_s=-0,441$)	Id ($\varphi_s=-0,500$)	Id ($\varphi_s=-0,559$)	I fuga $V_{gs}=-2,5V$
2800	0,000	3,037	6,029	6,467	14,194
2850	0,050	45,538	40,204	35,308	13,647
2900	0,100	76,026	65,609	55,498	13,369
2950	0,150	98,594	83,681	68,844	12,937
3000	0,200	114,443	95,256	76,678	12,464
3050	0,250	124,436	102,138	80,732	12,057
3100	0,300	130,025	105,396	82,057	11,478
3150	0,350	132,791	106,703	82,452	11,026
3200	0,400	133,322	106,903	82,314	10,619
3250	0,450	133,409	106,623	81,837	10,052
3300	0,500	133,058	106,241	81,227	9,369
3350	0,550	132,599	105,636	80,516	8,815
3400	0,600	131,913	104,940	79,751	8,200
3450	0,650	131,146	104,123	78,815	7,396
3500	0,700	130,295	103,252	77,872	6,691
3550	0,750	129,534	102,470	77,078	5,928
3600	0,800	128,657	101,670	76,233	4,956
3650	0,850	127,846	100,727	75,408	4,295
3700	0,900	126,827	99,847	74,528	3,533
3750	0,950	125,803	99,852	73,675	2,525
3800	1,000	124,904	97,560	72,772	1,856

Tabla 26: Datos de las curvas de salida trazadas en la validación de la Unidad de medida. Valores de las corrientes en μA .

En la gráfica 86 pueden verse graficadas estas curvas. En ellas se observa que la zona de saturación, en lugar de ser plana o creciendo algo debido al efecto de modulación del canal, decrece. Ello es debido a las corrientes de fuga. Para compensar su efecto, se ha realizado una línea de base con una tensión $V_{gs} = -2,5 V$ para garantizar que la I_d del MOSFET del simulador sea totalmente nula. En la última columna se muestran los valores obtenidos y se grafican en la figura 87.

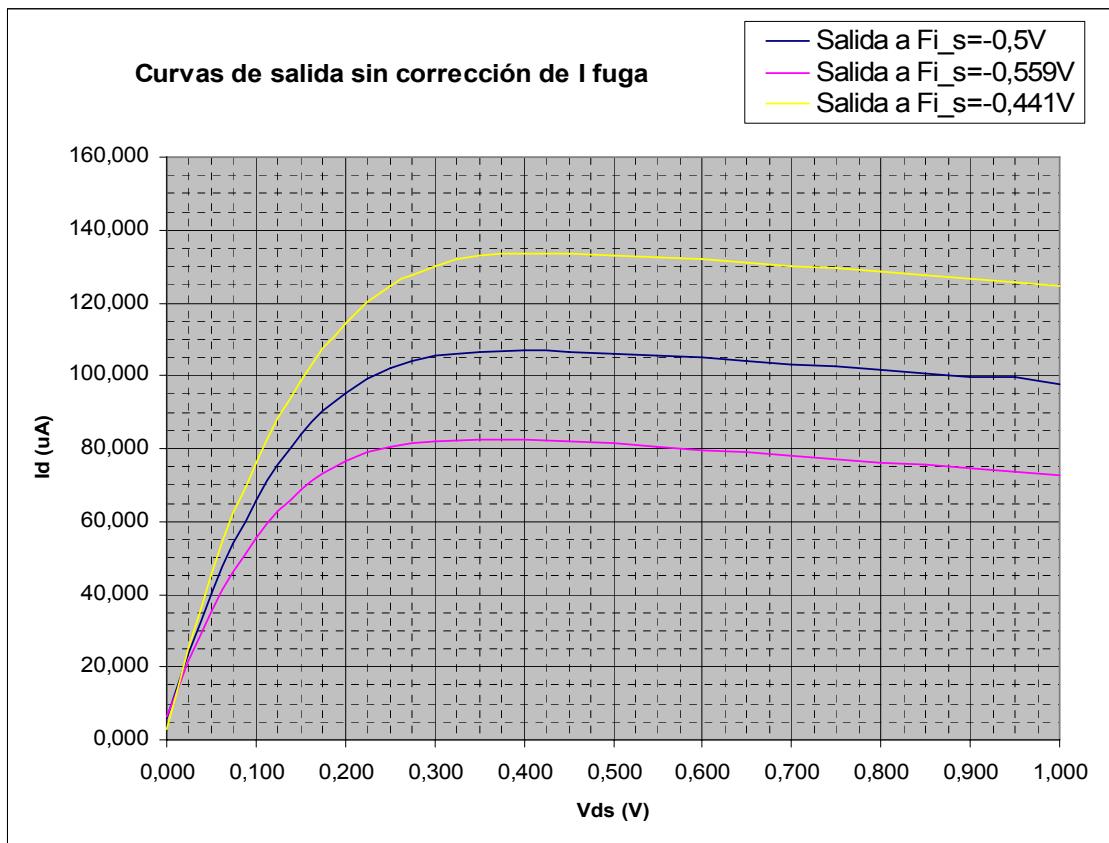


Figura 86: Curvas de salida sin corrección de línea base

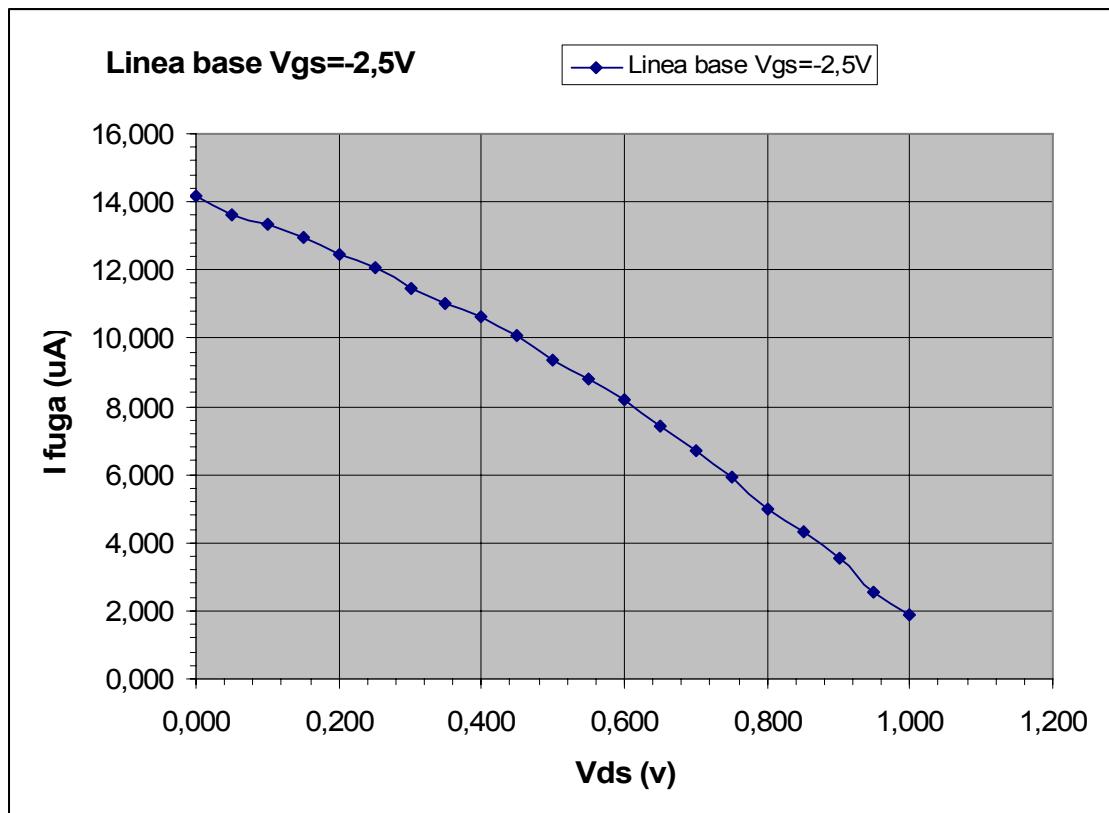


Figura 87: Línea base

En la tabla 27 listamos los valores de las curvas de salida corregidas al restarles la línea base (I fuga) y en la figura 88 las graficamos

Vd	Vds	Id ($\varphi_s=-0,500$)	Id ($\varphi_s=-0,559$)	Id ($\varphi_s=-0,441$)
2800	0,000	-8,165	-7,727	-11,157
2850	0,050	26,557	21,661	31,891
2900	0,100	52,240	42,129	62,657
2950	0,150	70,744	55,907	85,657
3000	0,200	82,792	64,214	101,979
3050	0,250	90,081	68,675	112,379
3100	0,300	93,918	70,579	118,547
3150	0,350	95,677	71,426	121,765
3200	0,400	96,284	71,695	122,703
3250	0,450	96,571	71,785	123,357
3300	0,500	96,872	71,858	123,689
3350	0,550	96,821	71,701	123,784
3400	0,600	96,740	71,551	123,713
3450	0,650	96,727	71,419	123,750
3500	0,700	96,561	71,181	123,604
3550	0,750	96,542	71,150	123,606
3600	0,800	96,714	71,277	123,701
3650	0,850	96,432	71,113	123,551
3700	0,900	96,314	70,995	123,294
3750	0,950	97,327	71,150	123,278
3800	1,000	95,704	70,916	123,048

Tabla 27: Datos de las curvas de salida trazadas en la validación de la Unidad de medida corregidos con la línea base. Valores de las corrientes en μA .

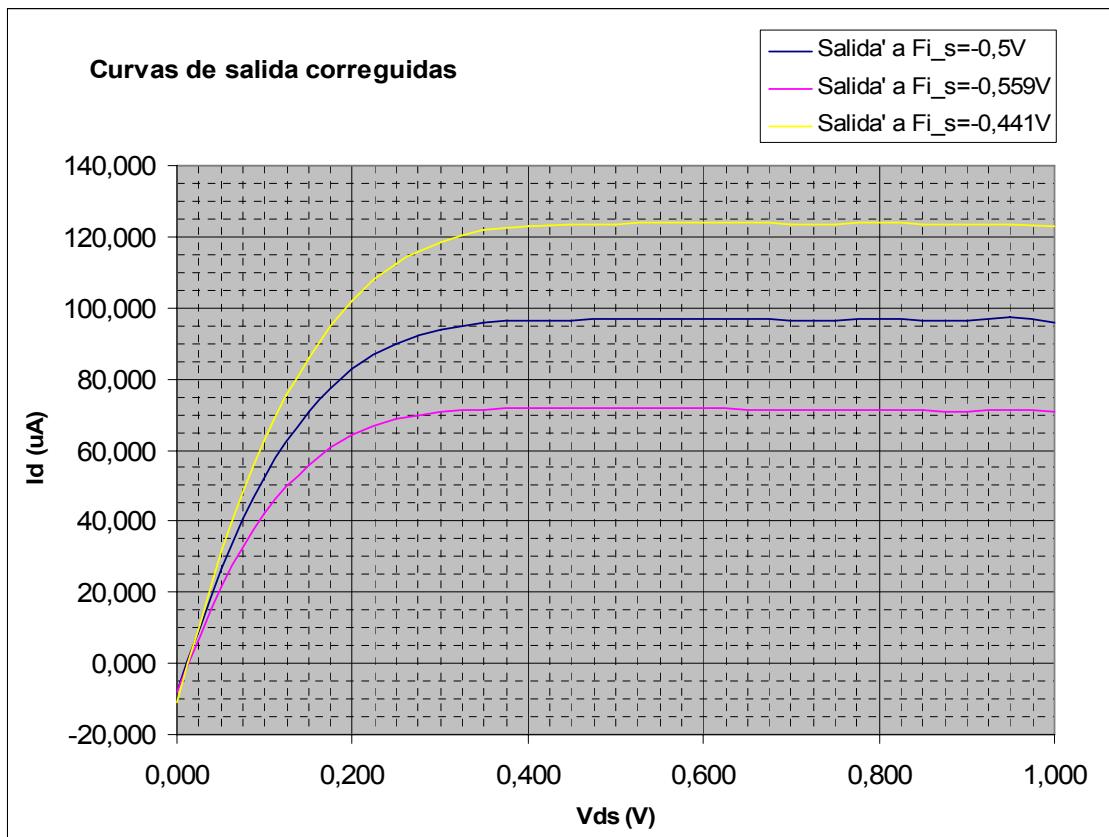


Figura 88: Curvas de salida corregidas con la línea base

Si observamos el valor de Id para $Vds = 0$ observamos que sin corrección es unos pocos microamperios positivo y con corrección es unos pocos microamperios negativo, cuando debería ser cero. Esto nos está diciendo que si bien esta línea de base mejora las curvas de salida, el sistema no es del todo correcto. En el capítulo siguiente de conclusiones hablaremos de todo ello.

8.2.7. Medida del potencial electroquímico

Vamos a comprobar la veracidad de medida del potencial electroquímico de la Unidad de medida. Debido a las corrientes de fuga que hemos encontrado, no esperamos que sea muy buena, pero nos dará una idea de si estamos en el buen camino.

Para esta comprobación, vamos a utilizar varios valores de potencial electroquímico simulado φ_S . Procederemos de la siguiente manera

- A) Conectamos el simulador a la Unidad de medida y ponemos en marcha ambos
- B) Conectamos una salida BNC del simulador al tester Agilent U1253A
- C) Ponemos el selector de tensión de salida a φ_{S1}
- D) Mediante los selectores ajustamos un φ_S
- E) Ponemos el selector de tensión de salida a φ_{Sg}
- F) Comprobamos que $\varphi_{Sg} = 2,5 - \varphi_{S1}$
- G) Mediante la opción de menú **V** introducimos los siguientes valores
 - a. $Vds = 500$
 - b. $Vs = Vb = 2800$
 - c. $Delta = 50$
- H) Mediante la opción de menú **F** fijamos los valores correspondientes en los SMU
- I) Mediante la opción **N** leemos la corriente del SMU1, Id
- J) Mediante las opciones de menú **Y** y **U** decrementamos o incrementamos en $Delta$ las tensiones del SMU2 y SMU3 ($Vs = Vb$) y mantenemos constante la $Vds = 500 \text{ mV}$ y vamos midiendo la corriente Id con la opción de menú **N** hasta acercarnos a $100 \mu\text{A}$
- K) Para realizar ajustes más finos una vez estemos cerca de $100 \mu\text{A}$ cambiamos con la opción de menú **V** el valor de $Delta$ a 1.

Cuando estamos lo más cerca posible de 100 μA anotamos el valor de V_s . En la tabla 28 se resumen los valores de esta comprobación.

Selector	φ_s	$\Delta\varphi_s$	I_d	V_s	ΔV_s	% error
420100	-0,400		100,392	2,906		
410100	-0,450	-0,050	100,317	2,860	-0,046	8,0%
400100	-0,500	-0,050	100,340	2,812	-0,048	4,0%
390100	-0,550	-0,050	100,340	2,765	-0,047	6,0%
380100	-0,600	-0,050	100,220	2,718	-0,047	6,0%

Tabla 28: Datos de la medida del potencial electroquímico simulado sin corrección de la medida de I_d

Para facilitar la comprobación se han considerado incrementos de φ_s 50 mV. Los datos de esta tabla son los siguientes

Selector: Número seleccionado en el potenciómetro del simulador.

φ_s : Valor del potencial electroquímico simulado.

$\Delta\varphi_s$: Incremento entre dos valores de los potenciales electroquímicos simulados consecutivos

I_d : Valor al que se ha podido ajustar la corriente de drenador

V_s : valor del potencial de fuente V_s que se ha necesitado para ajustar la I_d lo más cercano posible a 100 μA

ΔV_s : Diferencia entre dos valores de V_s consecutivos. Debería ser igual a $\Delta\varphi_s$

%error: Error entre el valor medido ΔV_s y el valor real $\Delta\varphi_s$

Si consideramos que para los valores de V_s que se manejan y una $V_{ds} = 500 \text{ mV}$ constantes estamos trabajando a una $V_d = 3300 \text{ mV}$ aproximadamente, y mirando la tabla 26 vemos que para ese valor la corriente de fuga es de unos 10 μA . Repetimos las medidas anteriores pero esta vez ajustando a 110 μA que corresponderían a 100 μA reales. En la tabla 29 mostramos el resultado

Selector	φ_s	$\Delta\varphi_s$	I_d	V_s	ΔV_s	% error
420100	-0,400		110,1	2,887		
410100	-0,450	-0,050	110,4	2,838	-0,049	2,0%
400100	-0,500	-0,050	110,4	2,791	-0,047	6,0%
390100	-0,550	-0,050	110,4	2,743	-0,048	4,0%
380100	-0,600	-0,050	110,2	2,695	-0,048	4,0%

Tabla 29: Datos de la medida del potencial electroquímico simulado con corrección de la medida de I_d

Podemos observar como los errores han disminuido algo.

8.2.8 Linealidad de la medida del potencial electroquímico

Se realiza también un estudio de linealidad de la medida del potencial electroquímico simulado, normalizando los valores de la tensión de simulación ϕ_s y de las tensiones de fuente V_s . En la tabla 30 se repiten estos valores tal como se han obtenido en las tablas 28 y 29 y debajo se normalizan restándoles el primer valor y tomando el valor absoluto. A continuación se grafican en la figura 89 trazando las rectas de regresión correspondientes y mostrando las ecuaciones de la recta y R^2 . Podemos observar que si bien, la pendiente de las rectas no es 1, la linealidad es muy buena.

ϕ_s	V_s	$V's$
-0,400	2,906	2,887
-0,450	2,860	2,838
-0,500	2,812	2,791
-0,550	2,765	2,743
-0,600	2,718	2,695
$\phi_s(\text{norm})$	$V_s(\text{norm})$	$V's(\text{norm})$
0,000	0,000	0,000
0,050	0,046	0,049
0,100	0,094	0,096
0,150	0,141	0,144
0,200	0,188	0,192

Tabla 30: Normalización de ϕ_s Vs y $V's$

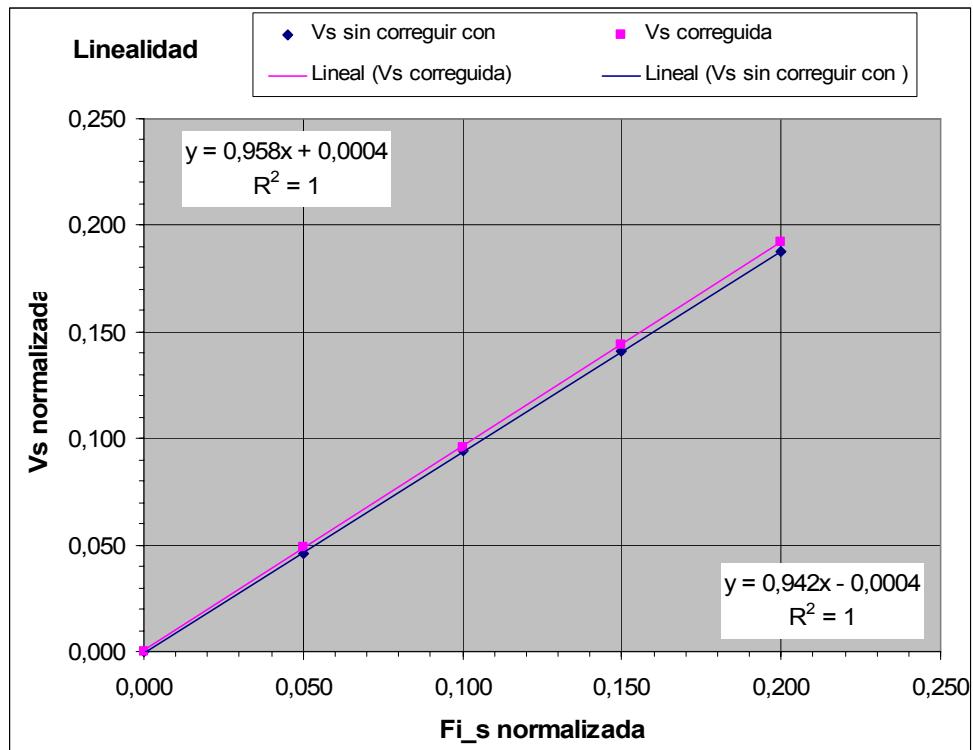


Figura 89: Curvas de linealidad de las tensiones normalizadas de fuente (sin y con corrección de corriente de fugas) frente al potencial electroquímico

8.2.9. Precisión de la medida de corriente

Al haber aparecido las corrientes de fuga que venimos considerando a lo largo de toda la validación de la Unidad de medida y que como hipótesis hemos considerado que pueden ser debidas a problemas constructivos, de trazado de pistas en el circuito impreso, de ruido etc., es de esperar que no vamos a obtener una buena precisión de la medida. Sin embargo, vale la pena cuantificarla para poder comprobar si mejora a medida que vayamos mejorando el circuito.

Para el estudio de precisión (repetitividad de la medida) se han ajustado los valores de los SMU para leer unos $110 \mu\text{A}$ y se han realizado 20 lecturas consecutivas con la opción **N** del menú. En la tabla 31 se muestran los datos y resultados obtenidos

		Id	Diferencias
	1	110,150790	
	2	110,793063	-0,642273
	3	110,806483	-0,013420
	4	110,919600	-0,113117
	5	110,873586	0,046014
	6	110,752801	0,120785
	7	110,756635	-0,003834
	8	110,917683	-0,161048
	9	110,906179	0,011504
	10	110,860166	0,046013
	11	110,885090	-0,024924
	12	110,850580	0,034510
	13	110,827573	0,023007
	14	109,592875	1,234698
	15	109,675316	-0,082441
	16	109,707909	-0,032593
	17	109,615881	0,092028
	18	109,598626	0,017255
	19	109,612047	-0,013421
	20	109,600544	0,011503
Promedio		110,385171	
Desviación estándar		0,592	
CV		0,54%	

Tabla 31: Datos de la repetitividad de la medida de Id

Graficamos las diferencias en la figura 90. Como se puede observar la distribución de valores no obedece a lo que podríamos considerar un ruido aleatorio. Hasta que no se hayan resultado las corrientes de fuga, no valdrá la pena insistir en la medida de repetitividad.

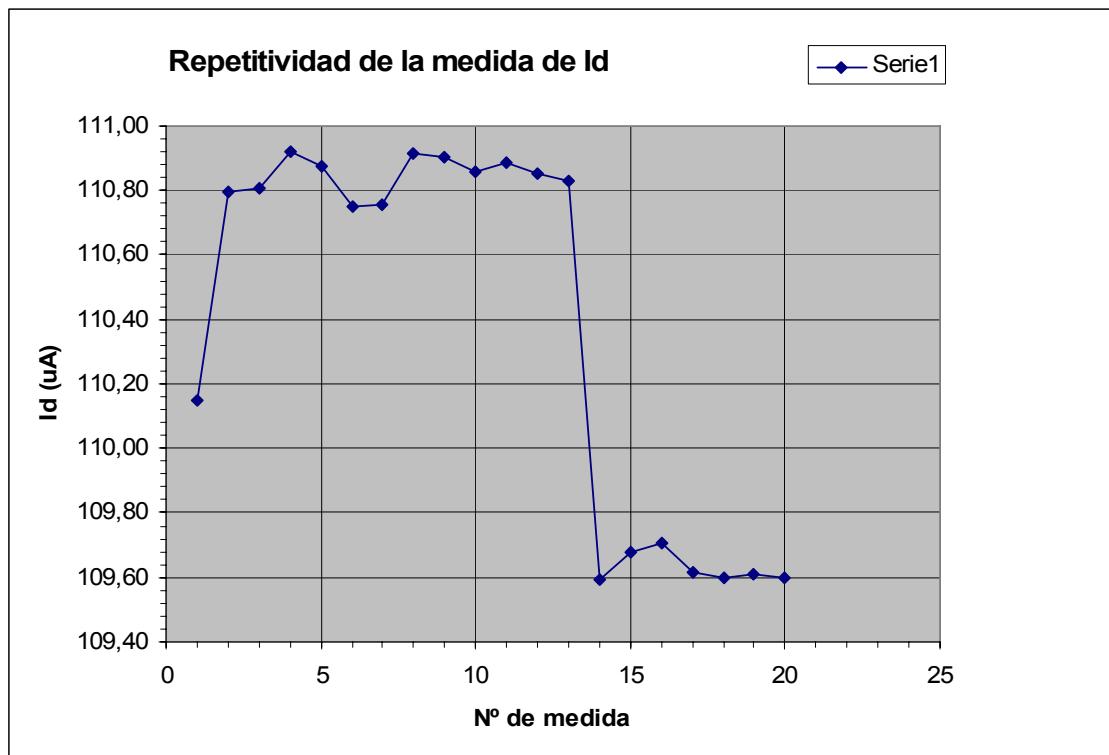


Figura 90: Grafica de la repetitividad de la medida de Id

8.3. Prototipo del equipo de caracterización

Finalmente en la figura 91 se muestra una foto del estado del prototipo del equipo de caracterización ISFET al término de este Proyecto Final de Carrera. El conjunto se ha montado sobre una base de plástico para conjuntar los distintos elementos que deberán manipularse.

Con rótulos en amarillo se han indicado ellas partes que se han desarrollado a lo largo de este trabajo con excepción de la alimentación que es un módulo comercial pero que se ha necesitado desde un principio para alimentar los distintos circuitos del proyecto

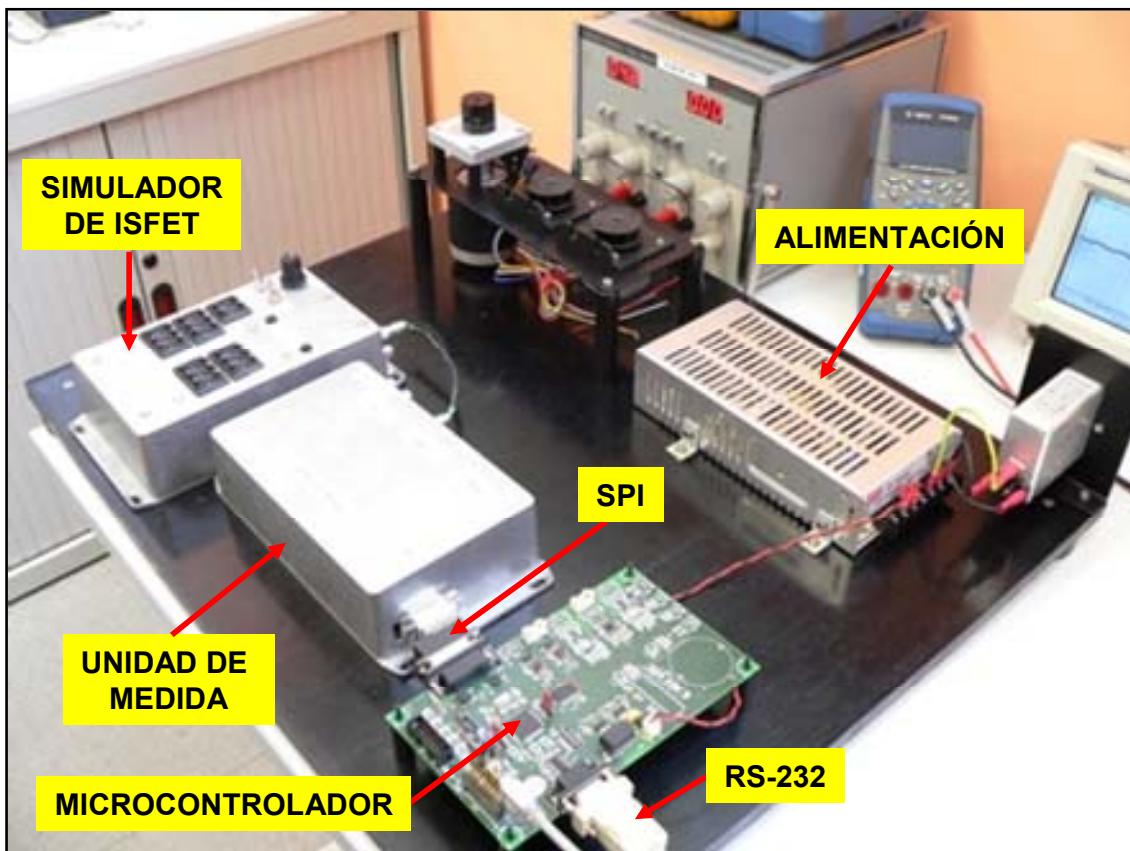


Figura 91: Prototipo del equipo de caracterización de ISFET

9. CONCLUSIONES

9.1. Conclusiones del Simulador de ISFET

Del análisis de los resultados del Simulador de ISFET expuestos en el capítulo anterior, podemos concluir que el objetivo de diseñar y construir un dispositivo que nos permita simular el funcionamiento de un ISFET para poderlo usar en la puesta en marcha y validación de la Unidad de medida, se ha conseguido como se esperaba.

Tanto la resolución como la linealidad de la generación de tensiones que simulan el potencial electroquímico de un ISFET quedan patentes en los datos que se muestran los apartados 8.1.1 y 8.1.2 y son las esperadas en el proyecto.

Otro punto importante es la estabilidad, especialmente a corto plazo para poder realizar las medidas con dos concentraciones simuladas según lo explicado en los apartados 4.8 y 4.9. Los resultados nos indican que se ha obtenido una estabilidad a corto plazo inferior al valor mínimo de discriminación ($\Delta_{\min} \varphi_o = 11 \mu V$) lo que hace al equipo idóneo para la aplicación que se pretende.

La repetitividad del valor de las tensiones generadas, cada vez que se repite la selección de un número determinado en el selector de los potenciómetros (ajuste grueso y fino), es también excelente lo que nos permite repetir pruebas con la seguridad de que al seleccionar un valor determinado, obtendremos siempre la tensión que le corresponde.

Como se ha podido comprobar en el apartado 8.1.6 el simulador presenta la curva de transconductancia del transistor MOSFET original sin distorsión aparente lo que nos corrobora la adecuada polarización del transistor con los circuitos del simulador y para el uso que se le pretende dar.

Todas estas características del simulador, además de los datos obtenidos en la validación, se han podido comprobar en su uso diario para el diseño de la otra parte del objetivo de este Proyecto Final de Carrera, la Unidad de medida.

Por todo ello podemos decir que el objetivo en el diseño y construcción del Simulador de ISFET se ha alcanzado al 100%.

9.2. Conclusiones de la Unidad de medida

Tal como se ha expuesto en el capítulo anterior, al validar la Unidad de medida se ha comprobado la aparición de unas corrientes aparentes cuando por el SMU no debería circular ninguna corriente. Se ha comprobado que esa corriente aparente (decimos aparente ya que lo que se mide es una tensión equivalente a una corriente) parece ser realmente una corriente de fuga del nodo Σ - figura 47 – debido, como ya se ha explicado en el apartado 8.2.4 a razones constructivas de la placa de circuito impreso.

En el diseño y desarrollo de cualquier circuito electrónico, se precisan varias versiones antes de un correcto funcionamiento. Además, en circuitos analógicos de precisión, como es el caso, a diferencia de un circuito digital que funciona o no funciona, pueden funcionar en un cierto grado en función de la precisión de la medida que se consiga. Este es el caso en que nos hallamos.

Analizando los diversos datos que se presentan como validación del circuito, como son las curvas características de transconductancia y de salida para diversos potenciales electroquímicos vemos que son bastante razonables. Como hemos explicado en el capítulo anterior, los valores de las corrientes de fuga dependen del valor del potencial del SMU y de si está o no conectado el Simulador de ISFET.

En el caso del trazado de las curvas de transconductancia observamos que se reproducen con bastante fidelidad si las comparamos con la curva obtenida en la validación del simulador (y con la original de D+T-CNM), en cambio en el trazado de las curvas de salida, hay un mayor efecto de las corrientes de fuga. Al restarles la línea de base, es decir la corriente de fuga para cada uno de los puntos de la curva, observamos como se corrigen bastante y obtenemos unas curvas aceptables.

Aunque la obtención de estas curvas nos da una idea general del comportamiento de la Unidad de medida, uno de los datos más relevantes es la medida del potencial electroquímico, apartado 8.2.7, que es la función que deberá realizar esta unidad en su uso normal. Los datos obtenidos en las tablas 28 y 29, nos dicen que los valores de error no son muy grandes pudiéndose considerar que el circuito de la Unidad de medida se aproxima bastante al objetivo deseado y tras un proceso de refinamiento se podrá conseguir el nivel de veracidad deseado.

De la prueba de precisión de la medida de corriente, tal como se indica en el apartado 8.2.9 no se puede concluir nada ya que hasta que no se consigan eliminar las

corrientes de fuga no tendremos un circuito suficientemente estable para poder medir dicha precisión. Observemos por ejemplo en la gráfica de la figura 90 que la distribución de valores no puede considerarse aleatoria y aparecen como dos grupos de valores a dos niveles distintos. Si tomamos el grupo de puntos de la banda superior y calculamos su CV, este mejora en un orden de magnitud.

Considerando de nuevo el error (tablas 28 y 29) en la medida de un potencial electroquímico simulado de cerca de cuatro décadas (se han considerado saltos de 50 mV – valor mínimo de sensibilidad – por simplicidad) obtenemos valores de error entre el 4 y el 8 % de error, es decir una veracidad mejor del 90% y con corrección de las corrientes de fuga entre el 2 y el 6 % es decir que nos acercamos a una veracidad del 95%. Sin embargo, la linealidad ensayada en el apartado 8.2.8 ha salido excelente.

Debemos pues concluir que el diseño de la Unidad de medida es viable y funcionan en un grado bastante alto aunque precisa de unas mejoras que creemos, van en el camino de estudiar sobre todo el diseño y fabricación del circuito impreso.

Con el circuito actual deberá realizarse una extensa batería de medidas con un gran número de combinaciones de tensiones y corrientes de polarización así como con distintos valores de potenciales electroquímicos a fin de obtener la mayor cantidad de información posible antes de diseñar una nueva placa y quizá con alguna modificación en el circuito. Serán necesarios varios circuitos antes de obtener las características de veracidad y precisión que se pretenden.

Tal como se ha apuntado al principio de estas conclusiones y como también se detalla en el capítulo anterior, el punto sensible de un circuito como el diseñado para el SMU es el nodo Σ - figura 47. Por lo general, en circuitos analógicos con amplificadores operacionales, estos nodos se diseñan con conexiones muy cortas y con anillos de guarda. En nuestro caso, este nodo es el PUERTO del SMU y por tanto sale al exterior con lo que es difícil construirlo con conexiones cortas. Ciertamente en esta primera versión de circuito impreso no se ha colocado un anillo de guarda. Se sugiere que en la próxima versión se coloque uno pero deberá ser un anillo activo ya que la tensión del nodo varía siguiendo la tensión de la entrada no inversora que puede variar en un amplio rango. En la figura 92 sugerimos un posible esquema mejorado del SMU que contempla un anillo de guarda activo.

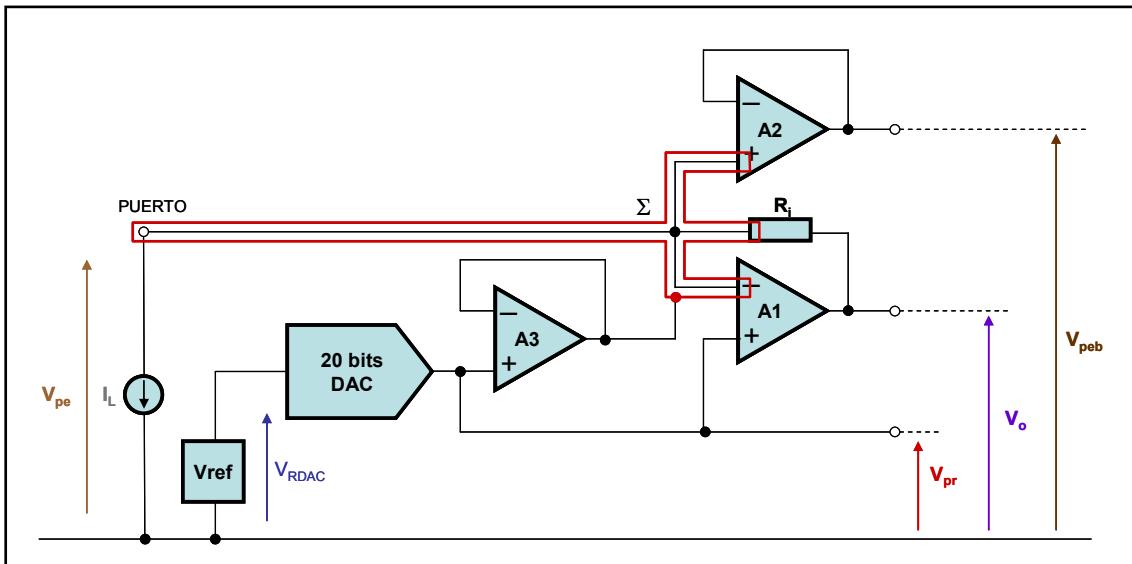


Figura 92: Circuito del SMU modificado para incluir un anillo de guarda activo

En el circuito de la figura 92 vemos en rojo un anillo (pista de circuito impreso) que rodea todas las conexiones del nodo Σ y que está conectado al mismo potencial que la entrada no inversora de A1 pero a través de un amplificador A3 que suministra baja impedancia a anillo. Como A1 está en configuración de seguidor, ambas entradas están al mismo potencial. De esta forma entre el nodo Σ y el anillo que lo rodea siempre hay un potencial de 0 voltios y por tanto no hay campo eléctrico ni fuga de corriente como la podría haber en caso contrario, hacia pistas cercanas que tuvieran potenciales distintos.

Como conclusión general se considera alcanzado el objetivo que se pretendía en este Proyecto Final de Carrera si bien como proyecto de empresa continua con la mejora de la Unidad de medida, la finalización del equipo de caracterización según se explica en el capítulo siguiente y con el diseño del encapsulado de los ISFET hasta conseguir un producto comercial. Se considera que para completar todo este proyecto se precisarán aún de unos dos años más de trabajo.

10. PASOS A SEGUIR DESPUES DE ESTE PROYECTO

Como se ha visto en los capítulos 2 y 3, este Proyecto Final de Carrera cubre la parte principal del equipo de caracterización de ISFET que BioSystems quiere desarrollar para la investigación del uso de sensores ISFET en la determinación de la concentración de analitos iónicos en análisis clínico. Este proyecto pues tendrá continuidad.

En una siguiente etapa se terminará un prototipo según se presenta en la figura 2. Para su consecución es necesario continuar con el control de fluidos y puesto que ya hay ciertos diseños realizados (control de válvulas, bombas, sistema de termostatación, etc.) se han incluido en este capítulo. Este prototipo permitirá verificar y mejorar la electrónica y desarrollar el software básico.

A lo largo de la memoria se han comentado puntos susceptibles de ser investigados con este instrumento. A medida que la investigación avance pueden surgir nuevas necesidades que hagan variar el diseño del mismo, en especial del software que ya se ha estructurado, según se ha explicado en el capítulo 7, de forma que pueda ser fácilmente modificable para adaptarse a las necesidades de investigación de cada momento.

A continuación se describe el sistema de fluidos previsto y se detallan los diseños y cálculos para su control realizados hasta ahora.

10.1. Sistema de fluidos

El sistema de fluidos es el conjunto de elementos necesarios para el manejo de todos los fluidos implicados en la analítica de electrolitos. Los fluidos biológicos son los que contienen el analito problema que queremos medir. También hemos hablado ya en el capítulo 4 de los calibradores que son aquellas soluciones que contienen de forma valorada los iones a medir. A parte de los calibradores, puede haber también sueros control. En el fondo son lo mismo que los calibradores pero su función no es calibrar sino comprobar. La diferencia con los calibradores suele estar en el valor de la concentración que tienen del analito en cuestión. Los calibradores suelen valorarse en los límites de normalidad o en un valor de normalidad y un valor patológico, en tanto que los patrones suelen estar valorados en puntos intermedios.

Hay aún otros fluidos de interés que deben manejarse con el sistema de fluidos. Es el caso de las soluciones de limpieza. Las proteínas contenidas en los fluidos biológicos,

pueden acumularse en la membrana selectiva de los sensores reduciendo la afinidad de ésta a los iones correspondientes de forma que disminuye progresivamente su sensibilidad. Es necesario desproteinizar periódicamente la membrana haciendo circular una solución desproteinizadora.

En la figura 93 podemos ver esquemáticamente el sistema de manipulación de fluidos necesario para la investigación que se llevará a cabo con este equipo. Consta de cinco grupos

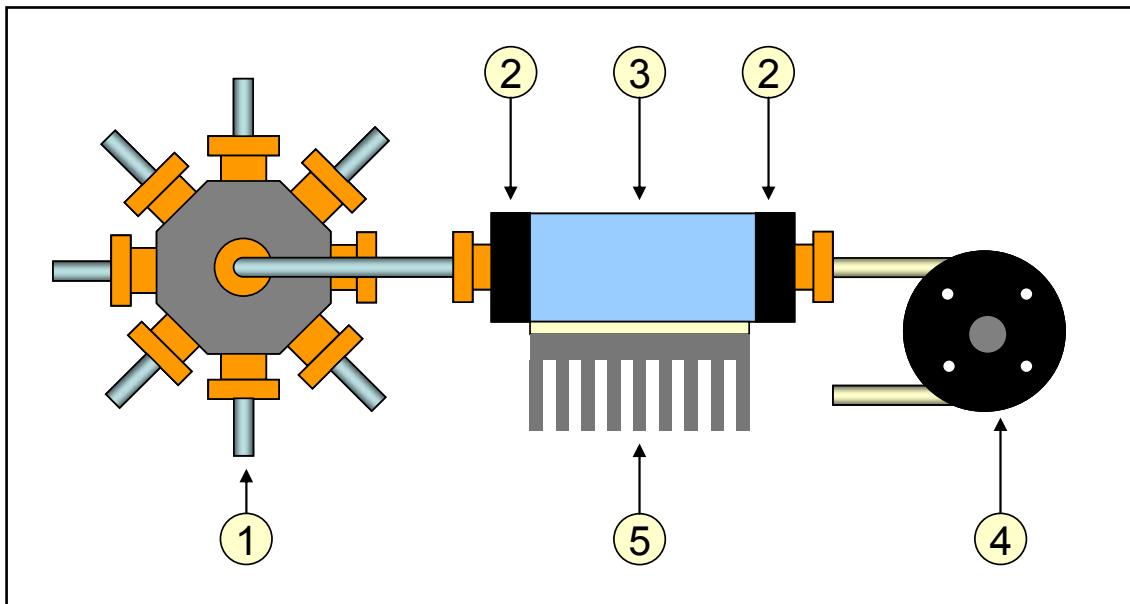


Figura 93: Diagrama esquemático del sistema de fluidos

- 1) Válvula rotativa de 8 vías motorizada
- 2) Detectores de burbujas y posicionamiento
- 3) Conjunto de sensores ISFET y electrodo de referencia
- 4) Bomba peristáltica
- 5) Sistema de termostatación

10.1.1. Funcionamiento del sistema de fluidos

Para la experimentación en laboratorio el manejo de fluidos debe realizarse de forma diferente de cómo se haría en un analizador automático o en un instrumento manual.

Al conjunto de sensores se le hacen llegar los calibradores, soluciones patrón de distintas concentraciones y composiciones, muestras reales, soluciones de limpieza, etc. mediante una válvula rotativa de ocho vía cada una de las cuales puede

conectarse a un recipiente contenido los citados fluidos. El puerto común de la válvula se conecta a la entrada del grupo de sensores. Su arrastre se realiza mediante la acción de una bomba peristáltica situada en el extremo opuesto y que desecha los fluidos usados en una botella de residuos. A cada extremo del grupo de sensores, se sitúa un detector de burbujas que nos permita controlar el posicionamiento del líquido y garantizar que el tramo de fluido frente a los sensores está libre de burbujas de aire que perjudicarían la medida.

El sistema de termostatación, tiene la misión de evitar las derivas por temperatura. Su diseño dependerá de los resultados de la propia investigación. La medición de una concentración problema frente a un calibrador nos permite la compensación de efectos de temperatura siempre que ambos tengan la misma. Eso puede no ser cierto en todas las aplicaciones como por ejemplo en los analizadores pequeños en los que las muestras se colocan en el mismo espacio refrigerado de los reactivos. Entonces su temperatura y la de los calibradores, que proceden de otra parte distinta de la máquina, pueden ser diferentes.

10.2. Unidad de control

La Unidad de control es la encargada de gestionar todo el sistema de fluidos. Se articula alrededor del microcontrolador que contiene el programa de gestión y de investigación. En la figura 94 podemos ver el diagrama de bloques que lo representa.

Los circuitos integrados a los que se harán referencia en este capítulo, corresponden a la hoja de esquema nº 7, *Controladores*, del anexo 2 *Esquemas electrónicos*, en el que se refleja el esquema del diseño expuesto en este capítulo.

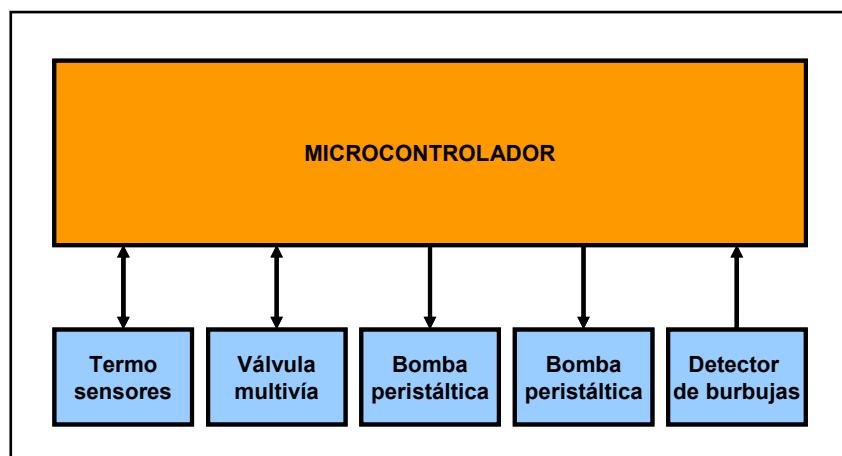


Figura 94: Diagrama de bloques de la unidad de control

La Unidad de control consta de

- A) El microcontrolador
- B) El control de la termostatación de fluidos
- C) El control de la válvula multivía
- D) Dos controles para bombas peristálticas
- E) El control para dos detectores de posición de líquidos y de burbujas

10.2.1. Control de fluidos

Para controlar los dispositivos que manipulan los fluidos se utilizan una serie de controladores que integran las funciones necesarias. A continuación los expondremos brevemente.

10.2.1.1. Válvula multivía

La válvula multivía está accionada por un motor paso a paso controlado por el circuito integrado U7, A4983 de Allegro conectado directamente al microcontrolador. Mediante este motor se posiciona cada una de las vías de entrada frente a la de salida girando 1/8 del número de pasos por vuelta del motor, por cada vía.

Este circuito es un controlador completo de motor paso a paso que se utilizará también en el control de las bombas peristálticas. Las características más destacadas se pueden ver en la tabla 32.

PARAMETRO	VALOR	UNIDAD
Tensión de motor máxima	35	V
Corriente máxima	2	A
Pasos enteros por revolución	200	
Resolución de paso	1, 1/2 , 1/4, 1/8, 1/16	

Tabla 32: Características más destacables del controlador de motor paso a paso A4983

En la figura 95 puede verse el esquema de aplicación típica.

El control de la válvula multivía lleva también un fotodetector de barrera que indica una posición de referencia de giro del motor (HOME). Esta posición se elige cerca de la posición de la vía 1. Cuando el sistema de control se pone en marcha busca esta posición para dejar la válvula en la primera vía.

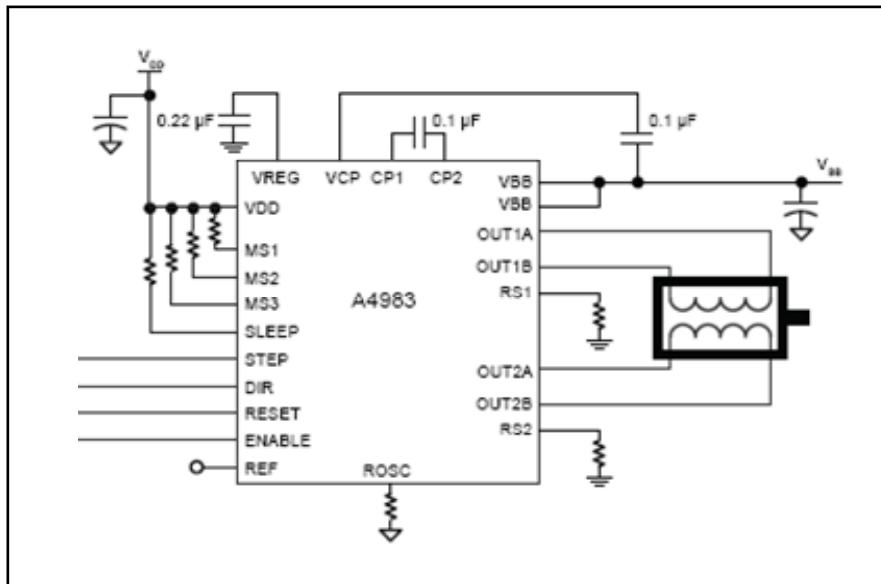


Figura 95: Esquema de aplicación del controlador de motor paso a paso A4983 utilizado en el control de la válvula multivía y en las bombas peristálticas

Como mecánicamente es difícil ajustar exactamente esta posición de referencia, se dotará al programa de gestión de un método de ajuste. Cuando el programa entra en esta utilidad de ajuste, la válvula se posiciona en HOME y el investigador, mediante los cursores derecha e izquierda, avanza o retrocede el motor, hasta que visualmente comprueba que la válvula está correctamente posicionada en la vía 1. El sistema de control memoriza el número de pasos que separan la posición HOME de la posición real de la vía 1 y una vez validado este valor, cada vez que se ponga en marcha, el sistema de control suma estos pasos a la posición de HOME para encontrar la primera vía correctamente.

La corriente nominal de cada bobina del motor paso a paso I_{Bi} se obtiene aplicando a la entrada Vref del circuito controlador A3959 un valor de tensión y seleccionando resistencia R_{sense} de sensado de corriente adecuada.

Mediante un canal del DAC TLV5630 (U5) de 12 bits podemos generar una Vref con una resolución de 1/4096. Ajustando esta tensión obtendremos una corriente entre 0 y 2 A con la misma resolución. La resistencia R_{sense} se calcula mediante la fórmula siguiente dada por el fabricante

$$I_{Bi} = \frac{V_{ref}}{8 \cdot R_{sense}} \quad (87)$$

Como el DAC utilizado nos puede dar como máximo 2.9V de salida, tenemos

$$2 = \frac{2,9}{8 \cdot R_{sense}}$$

despejando obtenemos

$$R_{sense} = \frac{2,9}{8 \cdot 2} = 0,181 \Omega \quad (88)$$

Variando la tensión del DAC entre 0 y 2.9V obtenemos una corriente variable entre 0 y 2A.

Para el motor de la válvula multivía las resistencias de sensado son R22 y R28

10.2.1.2. Bombas peristálticas

La misión de las bombas peristálticas es el arrastre de los fluidos a través de los sensores. En principio, tal como se puede ver en la figura 93 solo se necesita una bomba, aunque se han implementado dos controladores por si en el curso de la investigación fuera preciso la incorporación de algún otro motor.

El control de estas bombas se realiza con controladores como el explicado en el apartado anterior. En la hoja de esquema nº 7, *Controladores*, del anexo 2, corresponden a los integrados U1 y U6. Las resistencias de sensado de corriente R_{sense} son R6 y R10 para U1 y R17 y R18 para U6.

10.2.1.3. Detectores de posición y burbujas

Los conductos por los que circulan los fluidos - figuras 9 y 10 - son muy estrechos, típicamente 1 mm de diámetro. Esto facilita la formación de burbujas, si una burbuja queda sobre una membrana de un ISFET, la medida será errónea.

Mediante una barrera fotoeléctrica de infrarrojos, se detecta si el líquido tiene burbujas. En caso de tenerlas debe descartarse la medida. Este sistema sirve también como posicionador. Por el conducto deben pasar no solo las muestras sino también los calibradores, las soluciones de lavado, etc. Este sistema de detección, sirve también para detectar el frente del líquido a la entrada del grupo de sensores.

En este proyecto se han previsto dos de estos detectores, uno para la entrada y el otro para la salida. Puede ser útil en el proceso de investigación tener control sobre la salida del líquido, para poder observar si hay troceamiento de muestra en el interior de los conductos. Si al entrar no se han detectado burbujas pero si a la salida, implica que en el paso del líquido por el conducto se ha producido un troceamiento y hay que mejorar el diseño del mismo.

Los detectores de burbujas se han implementado con fotodetectores de barrera de infrarrojos. Los circuitos de control se pueden ver en la hoja de esquema nº 7, *Controladores*, del anexo 2. Una fuente de corriente programada controla la corriente del fotodiodo (U8, T1 para un detector y U10, T2 para el otro) mientras que un E2POT permite variar la resistencia de carga del fototransistor (U9 y U11 para sendos fotorreceptores).

10.2.2. Sistema termostático

En el apartado 4.5.4 vimos que el ISFET presentaba inestabilidad térmica por varias razones una de las cuales era que la propia sensibilidad era dependiente de la temperatura según la ecuación (21).

En el apartado 10.1.1 apuntábamos la necesidad de mantener controlada la temperatura de los fluidos para garantizar la correcta veracidad de la medida. En este apartado vamos a explicar brevemente la implementación del sistema de control de temperatura mediante células de Peltier que se ha pensado para este equipo.



Figura 96: Célula de Peltier

No entraremos en el fundamento de dichas células, solo recordaremos que son un dispositivo formado a base de elementos semiconductores que tiene dos caras y que al circular una corriente se bombea calor de una cara a la otra de manera que una se enfriá y otra se calienta creando entre ella un ΔT . Al invertir la corriente se invierte el sentido del flujo térmico.

Si mediante, por ejemplo un radiador, se mantiene una cara a temperatura constante (cercana a la ambiente) la otra cara podrá aumentar o disminuir su temperatura según la intensidad y el sentido de la corriente, permitiendo un control termostático del elemento en contacto con la misma. En la figura 96 puede verse una célula de Peltier.

Si medimos la temperatura de la cara que queremos termostatar y controlamos la corriente mediante un regulador en lazo cerrado (PID, Fuzzy, etc) podemos mantener constante la temperatura.

El control de la corriente de la célula de Peltier se puede realizar de diversas maneras (todo o nada, PWM, tensión variable, etc.). Aquí hemos elegido un control de corriente conmutada como el utilizado para el control de un motor de corriente continua. Como este tipo de control se basa en la inductancia del motor y una célula de Peltier no presenta inductancia, se coloca una bobina en serie con dicha célula. Este montaje puede verse en la hoja de esquema nº 7, *Controladores*, donde el integrado U3, A3959SN-T es un controlador de motor de corriente continua y L3 la bobina que se conecta en serie.

Se ha aprovechado el diseño de este circuito para tener una herramienta con que investigar un poco más este tipo de termostatación. Para ello se han añadido unos circuitos que en otro caso no hubieran sido necesarios. Por un lado se han colocado los amplificadores seguidores U2 y U4 que permitirán, mediante el convertidor ADC incorporado en el microcontrolador medir la tensión en bornes de la célula de Peltier, permitiendo así calcular la potencia que se entrega a la célula y estudiar la regulación por variación de potencia. En segundo lugar se ha previsto la conexión de dos termistores a través de los conectores CN1 y CN2 para poder medir las temperaturas de ambas cara de la célula y optimizar el bucle de control.

10.2.2.1 Cálculo de la inductancia

Un sistema de termostatación con célula de Peltier se puede esquematizar tal como se muestra en la figura 97. Consta de tres partes: El elemento a termostatar, la célula de Peltier y un disipador.

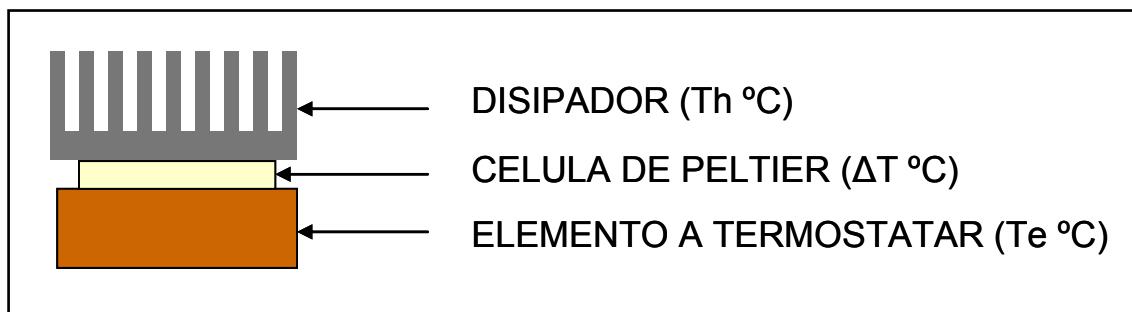


Figura 97: Esquema de un sistema de termostatación con célula de PELTIER

El disipador mantiene constante la temperatura (Th) de una de las caras de la célula y cercana a la temperatura ambiente, mientras que la otra cara se halla a la temperatura

$$Te = Th + \Delta T \quad (89)$$

Mediante un sensor, se mide esta temperatura, se compara con la temperatura de consigna que se quiere alcanzar Tc y se controla la corriente que circula por la célula de Peltier.

Si

$$Te < Tc$$

La corriente por la célula de Peltier debe circular en el sentido que bombee calor del radiador al elemento termostatado para calentarlo. Si por el contrario

$$Te > Tc$$

La corriente debe circular en sentido que la célula bombee calor del elemento termostatado al disipador para enfriarlo.

Con un sistema de regulación en lazo cerrado se puede mantener constante la temperatura Te .

El elemento a termostatar no está definido todavía en el momento de realizar este proyecto. Su diseño formará parte de la investigación posterior sobre el encapsulado de los ISFET. Por eso de momento se ha realizado una estimación de los parámetros de trabajo.

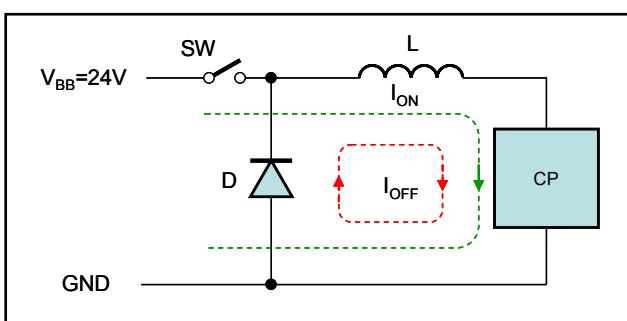


Figura 98: Circuito básico para el análisis de control de corriente conmutada

Para facilitar el cálculo de la inductancia necesaria para el control por corriente conmutada, vamos a considerar solo un sentido de la corriente sobre la célula de Peltier. En la figura 98 podemos ver esquemáticamente el circuito utilizado. La célula de Peltier (CP)

está en serie con una bobina (L) y un interruptor (SW). Un diodo (D) permite la recirculación de la corriente cuando el interruptor está abierto. En la práctica en lugar de un solo interruptor, habrán cuatro en configuración de puente que permitirán la inversión del sentido de la corriente, pero a efectos de análisis del circuito, el comportamiento será el mismo.

Una célula de Peltier es un dispositivo semiconductor que en esencia presenta una resistencia R_p que depende de la temperatura Th de la cara de referencia y del incremento de temperatura entre caras ΔT . En la figura 98 podemos ver las curvas I_p vs. V_p para dos temperaturas de la cara de referencia (25 y 50 °C) y para dos incrementos de temperatura (10 y 20 °C) y en la tabla 33 mostramos los parámetros de trabajo preliminares. La temperatura a la que se quieren mantener constante los fluidos es de 37°C que es la temperatura corporal y la que se usa habitualmente en los procesos analíticos que precisan temperatura constante. Consideramos que podremos mantener la temperatura de la cara de referencia a unos 30 °C mediante un radiador adecuado y tal vez con la ayuda de un ventilador. Esto nos da un diferencial de 7°C. Se considera adecuada en primera aproximación una potencia de unos 25 vatios.

T_c	Th	ΔT	P_p	I_p	V_p
37°C	30°C	7°C	25W	2,5A	10V

En

Tabla 33: Parámetros de termostatación preliminares

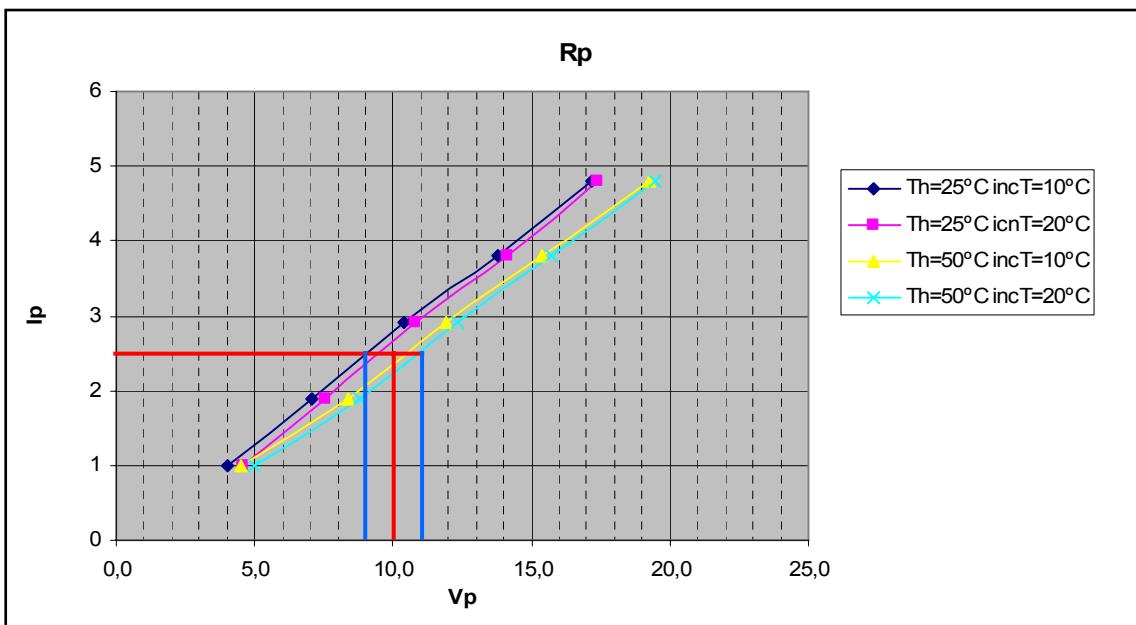


Figura 99: Resistencia de la célula de PELTIER en función de Th e ΔT

la figura 99 elegimos como punto de trabajo de la célula un punto intermedio entre las curvas y que nos de unos 25W. Este punto corresponde a $V_P = 10 V$ y $I_P = 2,5 A$

Este punto corresponde a una resistencia

$$R_P = 4\Omega \quad (90)$$

A continuación vamos a exponer el mecanismo de control de corriente constante.

En la figura 100 hemos representado la corriente que circula por la célula de Peltier con el sistema de regulación de corriente conmutada. El funcionamiento es el siguiente: consideremos que antes de t_0 la corriente que circula por el circuito es cero y el interruptor SW está abierto – figura 98. Cerramos el interruptor SW en t_0 . La corriente empieza a circular por el circuito según la ecuación

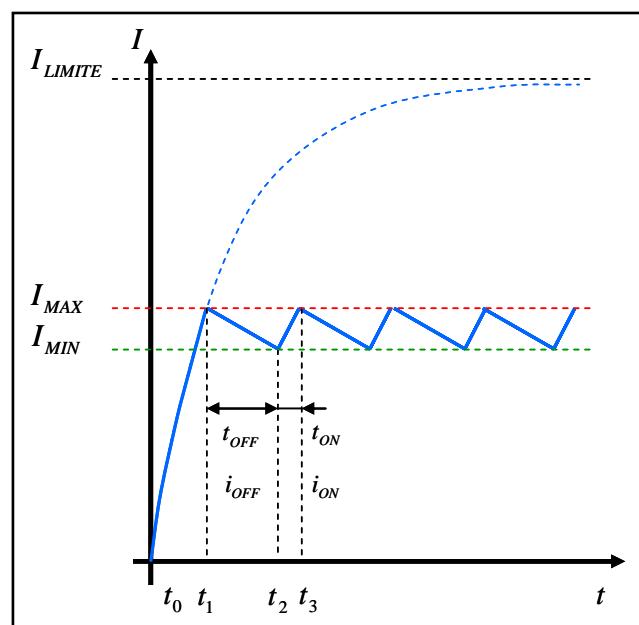


Figura 100: Gráfica de la corriente comutada incluyendo el transitorio de arranque

$$i_L(t) = I_{LIMITE} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{L/R_p}} \right) \quad (91)$$

Al llegar la corriente a un valor preestablecido I_{MAX} (tiempo t_1) el interruptor se abre por un tiempo fijo t_{OFF} de forma que la energía acumulada en la bobina hace que la corriente siga circulando, ahora a través del diodo de recirculación (D) y vaya decreciendo (i_{OFF}). Pasado t_{OFF} (tiempo t_2) el interruptor SW se cierra de nuevo. La corriente, que habrá alcanzado un valor I_{MIN} , vuelve a incrementarse (i_{ON}) hasta llegar de nuevo al valor I_{MAX} (tiempo t_3). A partir de aquí el ciclo se repite y la corriente forma un diente de sierra oscilando entre I_{MAX} e I_{MIN} .

Llamamos

$$\Delta I_P = I_{MAX} - I_{MIN} \quad (92)$$

Si hacemos que

$$\Delta I_P \ll I_P$$

Podemos considerar que por la célula de Peltier circula una corriente continua I_P tal que

$$I_P = \frac{I_{MAX} - I_{MIN}}{2} \quad (93)$$

En estas circunstancias podemos considerar que los tramos del diente de sierra son líneas rectas y la ecuación de la corriente de la bobina

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{1}{L} v(t) dt \quad (94)$$

se puede aproximar por

$$\Delta I_P = \frac{1}{L} V_L \cdot t \quad (95)$$

y de aquí podemos calcular la inductancia de la bobina

$$L = \frac{V_L \cdot t}{\Delta I_P} \quad (96)$$

Una vez calculada la inductancia L podemos calcular el tiempo en que la corriente tarda en alcanzar I_{MAX} partiendo de I_{MIN}

$$t_{ON} = \frac{\Delta I_P \cdot L}{V_L} \quad (97)$$

En la figura 101 se ha representado el circuito bajo análisis en los dos casos:

(a) con el interruptor SW abierto (t_{OFF} e i_{OFF})

(b) con el interruptor cerrado (t_{ON} e i_{ON})

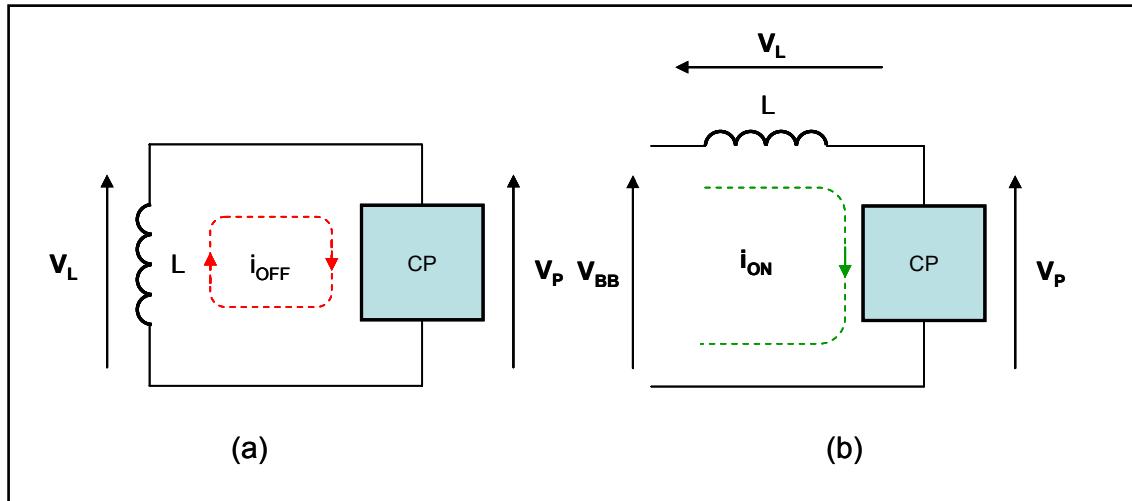


Figura 101: Circuitos simplificados del control de la célula de PELTIER para su análisis

En (a) (el diodo se ha considerado un cortocircuito) se cumple que la tensión en bornes de la inductancia es la misma que en bornes de la célula de Peltier

$$V_L = V_P \quad (98)$$

por lo que podemos calcular la inductancia L aplicando (96)

$$L = \frac{V_L \cdot t}{\Delta I_P} = \frac{V_P \cdot t_{OFF}}{\Delta I_P} = \frac{10 \cdot 24 \cdot 10^{-6}}{0,2} = 1,2 \text{ mH} \quad (99)$$

(El tiempo $t_{off} = 24 \cdot 10^{-6}$ viene dado por el circuito utilizado).

Por razones de producto comercial tomamos una inductancia de

$$L = 1 \text{ mH} \quad 2,5 \text{ A} \quad (100)$$

Con este valor recalculamos ΔI_P

$$\Delta I_P = \frac{V_L \cdot t_{OFF}}{L} = \frac{10 \cdot 24 \cdot 10^{-6}}{0,001} = 0,24 \text{ A} \quad (101)$$

que es un valor del mismo orden de magnitud que el previsto y que sigue cumpliendo

$$\Delta I_p \ll I_p \quad (102)$$

y por tanto lo damos por válido

En (b) la tensión en bornes de la bobina es la diferencia entre la de alimentación y la de la célula de Peltier

$$V_L = V_{BB} - V_p \quad (103)$$

(La tensión de alimentación elegida es $V_{BB}=24V$).

Ahora, conocida ya la inductancia L y el incremento de corriente ΔI_p aplicando la expresión (97) podemos calcular el tiempo t_{ON}

$$t_{ON} = \frac{\Delta I_p \cdot L}{V_L} = \frac{0,24 \cdot 0,001}{24 - 10} = 17,1 \mu s \quad (104)$$

Conocido t_{ON} podemos determinar la frecuencia del diente de sierra de la corriente

$$F = \frac{1}{t_{OFF} + t_{ON}} = \frac{1}{24 \cdot 10^{-6} + 17,1 \cdot 10^{-6}} = 24,33 \text{ KHz} \quad (105)$$

que es una frecuencia no audible normal en este tipo de controles.

En la tabla 34 se muestran las características más relevantes del circuito integrado A3959SN-T utilizado para este control.

PARAMETRO	VALOR	UNIDAD
Tensión máxima de carga	50	V
Corriente máxima continua	3	A
Tiempo t_{OFF} (a frecuencia interna de 4MHz)	24	μs

Tabla 34: Características más relevantes del controlador integrado A3959SN-T

10.2.2.2. Programación de la corriente

La corriente I_{MAX} se consigue con una tensión aplicada a la entrada Vref del circuito controlador A3959 y una resistencia R12 de sensado de corriente adecuada.

Mediante un canal del DAC TLV5630 (U5) de 12 bits podemos generar una Vref con una resolución de 1/4096. Fijando esta tensión elegiremos una corriente entre 0 y 2,5A con la misma resolución. La resistencia R12 se calcula mediante la formula siguiente dada por el fabricante

$$I_{MAX} = \frac{V_{ref}}{10 \cdot R_{12}} \quad (106)$$

Como el DAC utilizado nos puede dar como máximo 2.9V tenemos

$$2,5 = \frac{2,9}{10 \cdot R_{12}}$$

despejando obtenemos

$$R_{12} = \frac{2,9}{10 \cdot 2,5} = 0,116 \Omega$$

(107)

Variando la tensión del DAC entre 0 y 2.9V obtenemos una corriente variable entre 0 y 2,5A.

10.2.2.3. Cálculo del transitorio

El tiempo del transitorio inicial de la corriente de t_0 a t_1 no es muy importante ya que se da solo al arrancar el equipo, sin embargo por razones académicas vamos a calcularlo.

Partiendo la ecuación (91)

$$i_L(t) = I_{LIMITE} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{L/R_p}} \right)$$

llamamos

$$K = -\frac{t}{\frac{L}{R_p}} \quad \text{y} \quad \rho = \frac{i_L(t)}{I_{LIMITE}}$$

de forma que

$$\rho = 1 - e^{-K}$$

y por tanto

$$K = -\ln(1 - \rho) \quad (109)$$

La corriente I_{LIMITE} es aquella que circularía por la célula de Peltier una vez estabilizada la corriente y sin variación con lo que la inductancia se comportaría como un cortocircuito. Su valor es

$$I_{LIMITE} = \frac{V_{BB}}{R_p} = \frac{24}{4} = 6A$$

y la constante de tiempo

$$\frac{L}{R_p} = \frac{0,001}{4} = 250\mu s$$

y la relación de corrientes

$$\rho = \frac{i_L(t)}{I_{LIMITE}} = \frac{2,5}{6} = 0,42$$

y por tanto

$$K = -\ln(1 - 0,42) = 0,54$$

y finalmente

$$K = -\frac{t}{L/R_p} = \frac{t}{250 \cdot 10^{-6}} = 0,54$$

de donde el tiempo ($t = t_1 - t_0$) para pasar de 0 a I_{MAX} es de

$$t = 250 \cdot 10^{-6} \cdot 0,54 = 135 \mu s \quad (109)$$

que es un valor despreciable para esta aplicación.

10.2.2.4. Medición de la temperatura

La temperatura de las dos caras de la célula de Peltier, se miden sobre el disipador y el elemento termostatado en puntos adecuados mediante sendos termistores EPCOS B57861.

Un termistor es una resistencia NTC (que disminuye su valor al aumentar la temperatura). Para su polarización se utiliza una resistencia en serie formando un divisor de tensión como se muestra en la figura 102. Este método, además de sencillo proporciona un método de linealización pues la respuesta del termistor a la temperatura no es lineal.

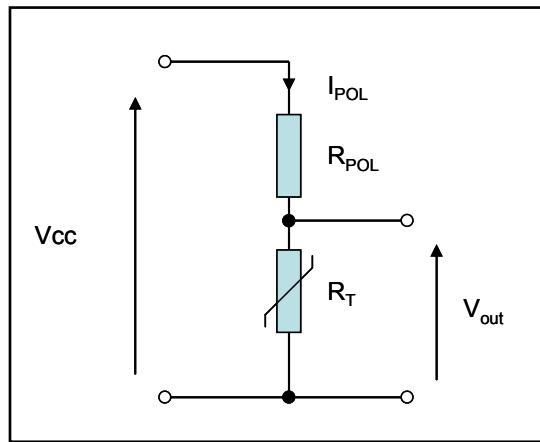


Figura 102: Circuito de polarización y linealización de los termistores

En esta polarización hay que elegir la resistencia R_{POL} de forma que maximice el efecto linealizador pero que a la vez haga pasar una corriente suficientemente pequeña para que la temperatura del termistor no se vea interferida por el efecto Joule. Según las especificaciones del fabricante que se pueden ver en su hoja de características en la carpeta *Datasheets de componentes* de la documentación complementaria en el CD del proyecto, la potencia disipada en el termistor a de ser de máximo 60 mW.

Después de varias simulaciones en hoja de cálculo, se ha llegado a la conclusión de que la resistencia de polarización óptima para linealizar el termistor alrededor de 37°C es de 1,5 KΩ. (Resistencias R1 y R2 de la hoja de esquema nº 7, *Controladores*)

En la tabla 35 se muestra el estudio realizado

T	R _T	R _{POL}	V _{cc}	V _{out}	I _{POL} (mA)	P _T (mW)
0	9.795	1500	3,3	2,86	0,29	0,84
5	7.616	1500	3,3	2,76	0,36	1,00
10	5.970	1500	3,3	2,64	0,44	1,17
15	4.712	1500	3,3	2,50	0,53	1,33
20	3.747	1500	3,3	2,36	0,63	1,48
25	3.000	1500	3,3	2,20	0,73	1,61
30	2.417	1500	3,3	2,04	0,84	1,72
35	1.959	1500	3,3	1,87	0,95	1,78
40	1.598	1500	3,3	1,70	1,07	1,81
45	1.311	1500	3,3	1,54	1,17	1,81
50	1.081	1500	3,3	1,38	1,28	1,77

Tabla 35: Estudio de polarización del circuito de los termistores

Observamos que la disipación de potencia es muy inferior a la máxima recomendada por lo que no nos va a interferir en la medida de temperatura.

En la figura 103 se muestra la curva de la resistencia del termistor. En la figura 104 se muestra la curva de tensión de salida del circuito de la figura 102 para el mismo rango que el de la curva anterior pudiendo observar el efecto linealizador y en la figura 105 se muestra este efecto en el rango de trabajo alrededor de 37°C donde la linealidad debe ser óptima (observar las R²).

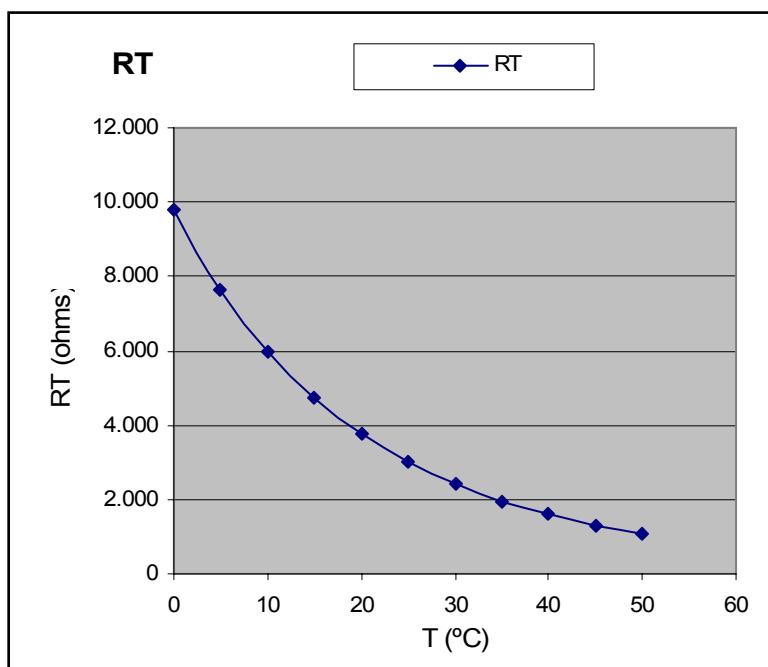


Figura 103: Curva de resistencia del termistor en función de la temperatura

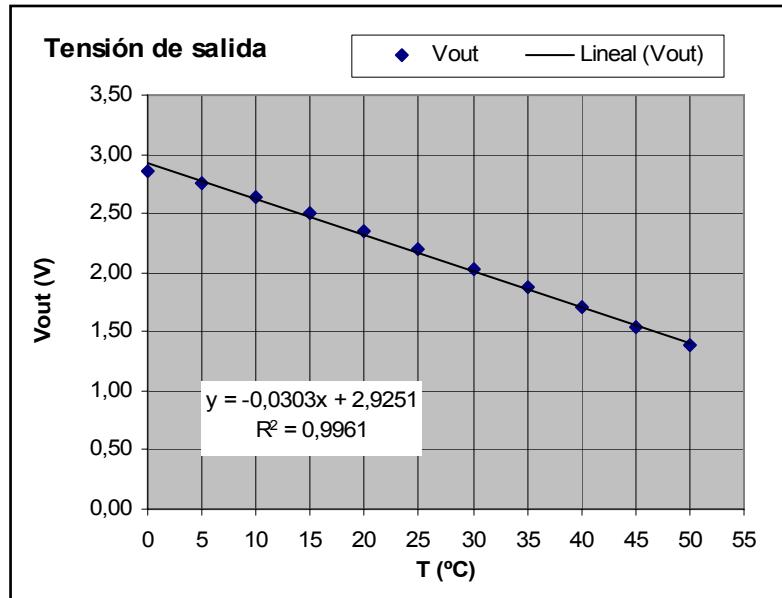


Figura 104: Curva de la tensión de salida del circuito del termistor en función de la temperatura

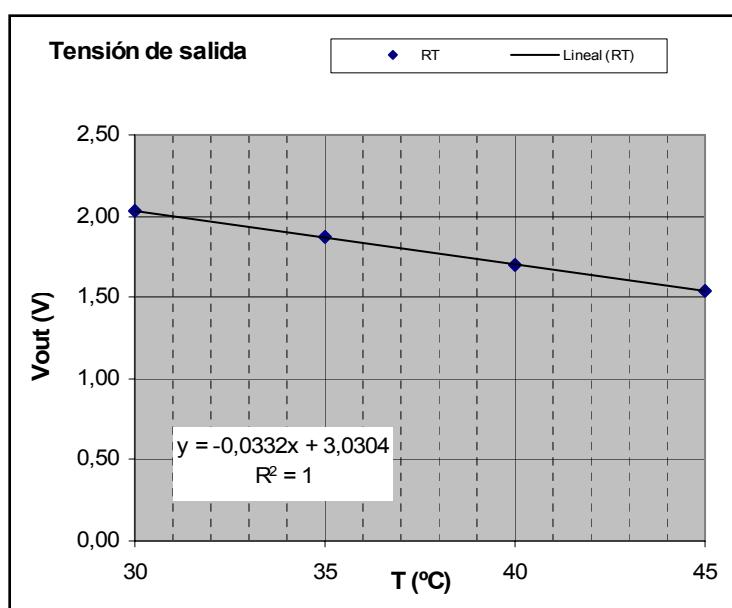


Figura 105: Curva de la tensión de salida del circuito del termistor en función de la temperatura en un rango acotado alrededor de la temperatura de trabajo de 37 °C

En la tabla 36 se calcula el valor de la tensión de salida V_{out} del circuito de la figura 102 para 37°C que es la que se quiere mantener regulada, la sensibilidad (pendiente) del circuito sensor en el tramo de 30° a 45°C, así como el número de cuentas que se obtendrán a 30 y 37°C en el convertidor ADC de 12 bits incorporado en el microcontrolador y la resolución de medida en grados por cuenta.

Observando la tabla 36 podemos ver que trabajamos normalmente en la zona media del ADC (2.240 cuentas de 4.096) y que la resolución en °C por cuenta permite compensar muy bien las derivas térmicas consideradas en el apartado 4.5.4.

Concepto	Valor	Unidad
Inicio rango	30	°C
Final rango	45	°C
Temperatura trabajo	37	°C
Vout a 37°C	1,80	V
Sensibilidad (entre 30° a 45°)	-33,15	mV/°C
12 bits a 3,3V	0,806	mV/cta
Ctas a 30°	2.528	cuentas
Ctas a 37°C	2.240	cuentas
Resolución	0,0243	°C/cta

Tabla 36: Estudio de la sensibilidad y resolución de medida de la temperatura del sistema termostático alrededor de 37°C

10.3. Alimentación

La Unidad de control, no es tan crítica como la Unidad de medida, ya que en ella no se manejan medidas analógicas de gran precisión, por ello la alimentación se realiza partiendo de los +24V generales del equipo mediante un módulo DC/DC R-79AA5.0 (IC1) en este caso no aislado galvánicamente que nos genera una tensión de +5,5V. A continuación se usan dos reguladores low-dropout TPS79501 (U12) y TPS79433 (U13) que generan las tensiones de +5V y +3,3V necesarias para alimentar toda la unidad. Las características de ruido y rechazo de rizado son las ya expuestas en la figura 56.

El conjunto del equipo toma su alimentación de una fuente AC/DC MEAN WELL con tensión de entrada universal – Figura 106. En la tabla 37 se resumen sus principales características técnicas.

PARAMETRO	VALOR	UNIDAD
Potencia	150	W
Tensión de entrada V_{AC}	88-264	V
Frecuencia de línea	47-63	Hz
Factor de potencia	0.94	(a 230V)
Tensión de salida V_{DC}	24	V
Tolerancia V_{DC}	1	%
Corriente máxima I_{DC}	6.25	A
Ruido de rizado	150	mVp-p
Regulación de línea	0,2	%
Regulación de carga	0,5	%

Tabla 37: Características más relevantes de la fuente de alimentación AC/DC del equipo de caracterización de ISFET



Figura 106: Fuente de alimentación AC/DC general del equipo de caracterización de ISFET MEAN WELL SP-150-24

ANEXO 1: BIBLIOGRAFIA

En este anexo se relacionan algunos libros consultados para este trabajo, pero la mayor fuente de información proviene de los trabajos publicados por El Instituto de Microelectrónica de Barcelona-Centro Nacional de Microelectrónica (IMB-CNM) que se pueden encontrar en la carpeta “*Documentación complementaria\Documentos e informes*” en el *CD del proyecto* (ver anexo 3).

Otra fuente importante de información en lo que al diseño de los circuitos electrónicos se refiere, son las hojas de información o Datasheets de los componentes utilizados así como el “Reference manual” del Microcontrolador Cortex-M3. Esta información se puede encontrar en “*Documentación complementaria\Datasheets de componentes*” en el *CD del proyecto* (ver anexo 3).

Libros consultados

Mitchell G. Scott y otros Electrolytes and blood gases.

W.G. Jung, IC op-amp COOKBOOK, Sams & Co. Inc. 1974

D.A. Skoog y D.M. West, Análisis Instrumental, Interamericana, 1987

Yuan Taur y tak H. Ning, Fundamentals of Modern VLSI Devices, Cambridge 2009

ANEXO 2: ESQUEMAS ELECTRONICOS

Los esquemas de este proyecto se presentan en formato papel en este apéndice y también en formato electrónico. Se pueden encontrar en la carpeta “*Documentación del proyecto\Colección de esquemas electrónicos*” del CD del proyecto (ver anexo 3).

Simulador

Hoja 1: Simulador ISFET

Unidad de medida

Hoja 2: Unidad de medida

Hoja 3: Canal de medida 1

Hoja 4: Canal de medida 2

Hoja 5: Canal de medida 3

Unidad de control

Hoja 6: Microcontrolador y comunicaciones

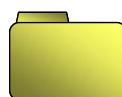
Hoja 7: Controladores

ANEXO 3: ORGANIZACION DE LA INFORMACION CONTENIDA EN EL CD

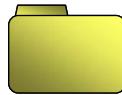
En este anexo se presenta de forma gráfica la organización de la documentación que se incluye en el CD del proyecto.



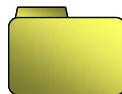
Proyecto Final de Carrera de Antonio Miró



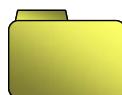
Documentación del proyecto



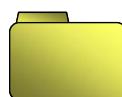
Memoria del proyecto



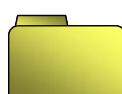
Colección de esquemas electrónicos



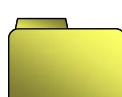
Listados del software



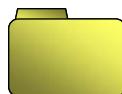
Documentación complementaria



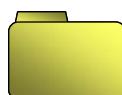
Publicaciones e informes



Datasheets de componentes



Galería de imágenes



Equipos de la competencia

El alumno

Antonio Miró Vicente

Resumen

En este proyecto se desarrolla una unidad de medida para investigar la cuantificación de la concentración de analitos iónicos en análisis clínico mediante sensores ISFET. Para su desarrollo se precisa de un elemento que simule el comportamiento de un ISFET por lo que también se desarrolla un simulador de ISFET. Para realizar la unidad de medida se diseñan unos circuitos SMU que permiten polarizar en tensión y medir la corriente de cada terminal de un ISFET y del electrodo de referencia que actúa de puerta. El simulador se realiza con un MOSFET de la misma geometría que el ISFET y dos generadores de tensión programables. Desarrollados y validados los circuitos correspondientes, obtenemos unos excelentes resultados en el simulador que se revela de gran utilidad para la puesta en marcha de la unidad de medida, la cual ofrece unos resultados bastante buenos, si bien se aprecian ciertas corrientes de fuga que no permiten alcanzar toda la exactitud que se pretendía. Ello es debido a los circuitos impresos que deberán ser mejorados hasta conseguir la exactitud deseada. Sin embargo pueden darse por válidos los circuitos de medida diseñados.

Resum

En aquest projecte es desenvolupa una unitat de mesura per investigar la quantificació de la concentració d'analits iònics en ànalisi clínica mitjançant sensors ISFET. Per al seu desenvolupament es necessita un element que simuli el comportament d'un ISFET de manera que també es desenvolupa un simulador d'ISFET. Per a realitzar la unitat de mesura es dissenyen uns circuits SMU que permeten polaritzar en tensió i mesurar el corrent de cada terminal d'un ISFET i de l'elèctrode de referència que actua de porta. El simulador es realitza amb un MOSFET de la mateixa geometria que l'ISFET i dos generadors de tensió programables. Desenvolupats i validats els circuits corresponents, obtenim uns excel·lents resultats en el simulador que es revela de gran utilitat per a la posada en marxa de la unitat de mesura, la qual ofereix uns resultats força bons, tot i que s'aprecien certes corrents de fuita que no permeten aconseguir tota l'exactitud que es pretenia. Això és degut als circuits impresos que hauran de ser millorats fins a aconseguir l'exactitud desitjada. No obstant poden donar-se per vàlids els circuits de mesura dissenyats.

Summary

This project develops a measurement unit intended for the research of the quantification of the concentration of ionic analytes in clinical analysis using ISFET sensors. Its development requires a component simulating the behaviour of an ISFET and therefore the development of a ISFET simulator has been carried out. In order to construct the measurement unit, SMU circuits are designed to allow polarizing voltage and to measure the current of each terminal of ISFET and the reference electrode that acts as a gate. The simulator is performed with a MOSFET with the same geometry as the ISFET and two programmable voltage sources. Once the corresponding circuits have been developed and validated, excellent results are obtained in the simulator demonstrating its usefulness for setting up the measurement unit, which provides reasonably good results, although there are some leakage currents that do not allow the full achievement of the intended accuracy. This is due to the implementation of the printed circuit which should be improved to achieve the desired accuracy of measurement. The designed circuits can be considered valid.