



BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA
FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA

Licenciatura en Electrónica

Diseño de circuito de acondicionamiento para ISFET en CMOS

Yerandi Bailon Caltitla

TESIS

Tesis presentada para obtener el grado de
Licenciado en Electrónica

Asesores

Dr. Víctor Rodolfo González Díaz
Mtra. María Magdalena Pérez Torres

Puebla, Diciembre 2024

Agradecimientos

A mi familia: Mis padres y mis abuelos que me han apoyado durante toda esta etapa de mi vida .

A mis amigos y compañeros que me han ayudado y acompañado durante todo este trayecto.

A mis asesores: Dr. Víctor Rodolfo González Díaz y Mtra. María Magdalena Pérez Torres por su paciencia y el tiempo brindado durante la realización de este trabajo.

A todos los maestros que he tenido cuyo trabajo de una u otra forma me han traído hasta este momento.

Resumen

Dentro de los sensores químicos de estado sólido encontramos a los Transistores de Efecto de Campo Sensible a Iones (ISFET), los cuales suelen ser empleados para obtener mediciones de pH. Este tipo de sensores dado su estructura ofrece ciertas ventajas a comparación de los electrodos de pH que son utilizados tradicionalmente. Para empezar, nos permite su almacenamiento en seco sin afectar sus propiedades además de que son más robustos, pequeños y baratos. Sin embargo, algo que es importante resaltar es el hecho de que son sensores que todavía requieren ser investigados. Si se considera que fueron presentados por primera vez en los años 70 el desarrollo que han tenido hasta el día de hoy ha sido notablemente lento esto se debe a que son sensores los cuales para su caracterización sólo puede lograrse al combinar diversas disciplinas y el manejo de todas estas disciplinas es una labor compleja ya que involucra áreas de conocimientos diferentes como por ejemplo tenemos química, microelectrónica, estado sólido y acondicionamiento eléctrico de su respuesta.

Por otro lado, los métodos de acondicionamiento que se pueden llegar a implementar en estos sensores no han presentado grandes avances debido a que se le da prioridad al desarrollo de estos sensores, aunque esto no implica que estos mismo no sean utilizados. Generalmente el uso de estos sensores en aplicaciones como el control de alimentos, biomedicina, agricultura, entre otros es eficaz. Algunas de las problemáticas que hacen que su acondicionamiento electrónico sea complejo son: las derivadas temporales, la histéresis y la dependencia térmica.

Dentro de los objetivos que tiene este trabajo está el realizar un modelo eléctrico de un ISFET junto a un sistema de acondicionamiento, por lo que es necesario conocer el comportamiento general de estos sensores. Dentro de nuestra investigación bibliográfica se dice que el comportamiento general de estos sensores es el mismo, aunque no por ello los resultados experimentales son válidos para todos, en otras palabras, el comportamiento del sensor puede variar dependiendo del proceso de fabricación. Con esto en mente, primero se ha realizado una investigación detallada sobre el comportamiento de este sensor, incluyendo los inconvenientes que puede presentar. Finalmente concluimos con la realización de su sistema de acondicionamiento.

Contenido

1	Introducción	1
1.1	Sensores químicos	1
1.1.1	Sensores	1
1.1.2	Sensores de estado sólido a base de silicio	2
1.1.3	Acondicionamiento de señal	2
1.2	Objetivos de la Tesis	3
1.2.1	Objetivo general	3
1.2.2	Objetivos específicos	3
2	Transistor de Efecto de Campo Sensible a Iones (ISFET).	4
2.1	Estructura	4
2.2	Transistor MOSFET	4
2.3	Sensores químicos de estado sólido: ISFET	6
2.3.1	Modelo Matemático	7
2.4	Principio de funcionamiento	8
2.5	Teoría de los Centros Activos	9
2.5.1	Teoría de los centros activos extendida	11
2.5.2	Doble capa eléctrica	12
3	Estructura y modelado del ISFET	15
3.1	Estructura del MIM-ISFET	15
3.2	Caracterización electroquímica del MIM-ISFET	16
3.3	Modelo en Cadence Virtuoso del MIM-ISFET	16
3.3.1	Descripción del circuito	17
3.3.2	Simulación del circuito	19
3.4	Pruebas del modelo del MIM-ISFET	20
4	Diseño de Circuito de Acondicionamiento con Tecnología CMOS	24
4.1	Espejo de corriente con un ISFET	24
4.2	Diseño de etapa amplificadora	25
4.3	Construcción de circuito de transresistencia	28
4.4	Consideraciones de ruido en el diseño	31
4.4.1	Ruido Térmico	31
4.4.2	Ruido Flicker	34
5	Conclusiones y trabajo futuro	38

Referencias	39
Lista de Figuras	42
Lista de tablas	43
6 Anexo	44
6.1 Anexo A. Código en MATLAB para análisis en pequeña señal.	44
6.2 Anexo B. Código en MATLAB para análisis en pequeña señal con ruido térmico.	45
6.3 Anexo C. Código en MATLAB para análisis en pequeña señal con ruido Flicker.	46

CAPÍTULO 1

Introducción

El presente trabajo se debe al enfoque actual que se tiene hacia los sensores en específico los sensores químicos, el cual consiste en la investigación para el desarrollo de nuevos dispositivos capaces de proporcionar ciertas ventajas a comparación de los utilizados tradicionalmente. Una propuesta que sobresale es la de los microsensors los cuales pueden ser implementados en sistemas de acondicionamiento.

El conocer el nivel de pH o la concentración de alguna especie química como por ejemplo (K^+ , Ca^{2+} , Na^+) en alguna solución, puede ser de suma importancia dependiendo la situación. Como ejemplo tenemos el caso del pH en la sangre el cual nos puede indicar la eficiencia respiratoria de un individuo.

1.1 Sensores químicos

1.1.1 Sensores

Se puede decir que la definición de sensor se encuentra relacionada a la definición de transductor, ya que un sensor usara un transductor. Sin embargo, la principal diferencia entre ambos es que para el caso del sensor no solo cambia el dominio de la variable física medida, sino que además la salida del sensor será un dato útil para un sistema de medición. Con lo que se ha mencionada podemos decir que es un dispositivo que a partir de la energía del medio donde se esta midiendo, da una señal de salida transducible que es en función de la variable medida[1].

Actualmente el uso de sensores en diversas áreas ha ido en aumento, dentro de los sensores encontramos a los sensores químicos los cuales presentan constantes contribuciones al bienestar de la humanidad y al aumento de la calidad de vida, como ejemplo tenemos el área médica en donde los sensores toman un papel crucial en una gran variedad de dispositivos y sistemas de diagnóstico, monitoreo y tratamiento, con los cuales se puede obtener información precisa y en tiempo real sobre una amplia variedad de parámetros químicos y biológicos del cuerpo humano. Este tipo de sensores existen desde hace mucho tiempo, por lo que se han estudiado a fondo. No obstante, las tendencias actuales plantean un enfoque hacia la investigación para el desarrollo de nuevos electrodos, circuitos y sistemas con una mayor eficiencia. Sin embargo, esto presenta problemas tecnológicos como la disminución de costos en la fabricación, aumento de tiempo de vida y miniaturización de los dispositivos [2], [3], [4].

Continuando con las tendencias actuales la cual consisten en buscar el desarrollo de nuevos dispositivos, existe un interés por utilizar la tecnología de los circuitos integrados para la fabricación de micro-sensores, con la finalidad de conseguir sensores de un tamaño reducido para detectar o medir determinadas propiedades físicas, químicas o biológicas. Entre estos nuevos sensores existen varios que se pueden citar para diferentes aplicaciones como los sensores ópticos, sensores de presión, entre otros. En teoría el desarrollo del encapsulado de estos dispositivos es de cierta forma sencillo, sin embargo, no es el mismo caso para los micro-sensores químicos, esto se debe principalmente a que este tipo de sensor son expuesto a medios hostiles. Por esto mismo solo unos cuantos dispositivos han demostrado ser viables como la rama de los sensores basados en materiales semiconductores[2][5].

1.1.2 Sensores de estado sólido a base de silicio

Los sensores basados en materiales semiconductores son una rama que han tenido un buen desarrollo y en donde sobresale los sensores de estado sólido a base de silicio. De los cuales hay un par de propuestas que destacan, un ejemplo de esto es el Transistor de Efecto de Campo Sensible a Iones (ISFET, por sus siglas en Ingles), este sensor suele utilizarse principalmente para la medición de los niveles de pH y es uno de los sensores más estudiados, debido a los beneficios que proporcionan como un diseño más compacto, costo de producción menor, fácil despliegue y además de ser robusto[2][5]. Un ejemplo y siguiendo con el enfoque en el área médica, tenemos el caso donde en una cirugía cardíaca, el electrocardiograma (ECG) es de los más eficientes en el diagnostico, debido a que nos permite ver si el latido del corazón es regular, si la actividad de sus cuatro cavidades es correcta y si un dolor torácico se debe a una afección cardíaca o no. No obstante, no es por completo sensible ni específico, sobre todos en las primeras horas de evolución, por lo que su interpretación debe de hacerse con cuidado. Otra cosa que se debe de considerar es que, durante la fase operativa de circulación extracorpórea en el periodo quirúrgico, el corazón se encuentra artificialmente parado y por consiguiente el electrocardiograma no es fiable para la detección de una lesión miocárdica (Isquemia). Es debido a esto mismo, que el utilizar micro-sensores químicos nos permitirían por una parte poder implantarlos en tejido humano sin dañarlo, y por otro lado indicarnos con precisión los cambios metabólicos que se desarrollan cuando se manifiesta la isquemia miocárdica[3].

1.1.3 Acondicionamiento de señal

Algo importante que se debe de mencionar es que, aunque la salida del sensor nos proporciona un dato útil, comúnmente es necesario adecuar dicha señal de salida para poder lograr una correcta interpretación por un sistema de procesamiento de información. Los circuitos que suelen ser utilizados para adecuar la señal de salida de un sensor se conocen como acondicionadores de señal y su principal función es convertir una señal, que puede ser difícil de leer por un sistema de procesamiento, a un formato más fácil de leer[1].

Hay varios motivos por los que las señales de salida de un sensor deben de acondicionarse[6]:

- **Amplificación** Es el proceso donde se aumenta la magnitud de una señal, como por ejemplo llevar una señal de (5-10)mV a una señal de (0-5)V [1].

- **Linealización** Es la conversión de una señal no lineal en una señal que presente un comportamiento lineal, también conocida como señal linealizada[1]:
- **Filtrado** Es el proceso por el cual se desprecia componentes no deseadas de una señal. Existen diferentes configuraciones de filtros, dependiendo de las componentes que se desean conservar o eliminar de la señal.[6].
- **Conversión** Otro caso común de aplicación de una conversión es aquella donde una señal continua o analógica, en términos de electrónica, se necesita en forma discreta o digital, para un procesamiento posterior realizado por ejemplo con un microcontrolador. A este tipo de situaciones se utilizan circuitos denominados convertidores, estos pueden realizar el proceso de conversión analógica-digital o digital-analógica. También existen convertidores de frecuencia-voltaje, voltaje-frecuencia, corriente-voltaje, voltaje-corriente, directa-alterna y alterna-directa.
- **Aislamiento eléctrico** En esta se interrumpe el paso de la señal entre la entrada y la salida: es decir no hay un cable físico entre la entrada y la salida. En la mayoría de los casos, la entrada es transferida a la señal de salida mediante la conversión a una señal óptica o magnética. Así se impide que las señales deseadas en la línea de entrada pasen a través de la salida. Suele ser necesario cuando se requiere que dos sistemas eléctricos/electrónicos interactúen entre sí, y entre ellos actúan una cantidad de voltios muy distintos entre sí.
- **Excitación** Muchos sensores requieren alguna forma de excitación para su funcionamiento, como por ejemplo los sensores con principios de transducción de reluctancia variable necesitan una señal en corriente alterna.

Por lo tanto, el sistema de acondicionamiento adecuado para la señal de salida de un sensor proporciona un mejor funcionamiento del sistema de sensado, al hacerlo más robusto, lo cual hace que el sistema sea poco sensitivo a determinadas fuentes de variación, como ruido.

1.2 Objetivos de la Tesis

1.2.1 Objetivo general

- Diseñar un circuito de acondicionamiento para ISFET como sensor químico.

1.2.2 Objetivos específicos

- Crear un modelo eléctrico para el ISFET.
- Caracterizar la corriente I_D y encontrar la medición con mayor sensibilidad.
- Diseñar un circuito de transresistencia en tecnología CMOS.
- Validar el circuito propuesto con el uso de las herramientas de diseño asistido por computadora.

CAPÍTULO 2

Transistor de Efecto de Campo Sensible a Iones (ISFET).

El ISFET es un sensor químico de estado sólido, que combina los principios de los sensores químicos como la potenciometría junto con los de la amperometría[2][5]. Esto debido a su principio de funcionamiento donde la circulación de una corriente eléctrica en un sustrato semiconductor es controlada por la diferencia de potencial que tiene origen en la interfase la cual hallamos entre el aislante del sensor y el líquido en que se encuentra sumergido este mismo. Por lo cual es posible obtener una respuesta eléctrica ante un estímulo químico[2][5].

2.1 Estructura

Un ISFET es un dispositivo que tiene una estructura bastante similar a la de un MOSFET, con la diferencia de que para el caso del ISFET, la capa de polisilicio que está en la compuerta se elimina y se sustituye por un electrodo de referencia externo y una solución electrolítica. De esta forma se deja expuesto el óxido que se encuentra en la compuerta para que entre en contacto con una solución electrolítica.

Los fenómenos que pueden describir el funcionamiento del ISFET son muy variados y complejos ya que son tanto físicos como químicos. Su funcionamiento se encuentra relacionado con la distribución de carga en la superficie de un semiconductor el cual explica el funcionamiento de la estructura Metal-Óxido-Semiconductor (MOS, por sus siglas en inglés). Esta estructura es la base del transistor MOSFET, en el cual sucede el efecto de campo que permite la conducción de electrones en el dispositivo. Por la importancia de este elemento, se realiza a continuación un breve introducción a la estructura MOS.

2.2 Transistor MOSFET

Un transistor tipo NMOS es una estructura que se fabrica sobre un sustrato tipo P (Cuerpo) Este dispositivo consiste en dos regiones altamente dopadas de tipo N (Drenaje y Fuente), un pedazo de polisilicio altamente dopado (compuerta) y una capa delgada de óxido de silicio (SiO_2) que sirve como aislante para el contacto de compuerta del sustrato. La acción de mayor

importancia en el transistor es transportar portadores de carga de la terminal de fuente al drenaje esto sucede cuando se forma un canal de inversión, que es cuando la compuerta es polarizada con un voltaje lo suficiente mente grande como para repeler los portadores mayoritarios del sustrato, lo que genera una zona de agotamiento de portadores e inducir portadores minoritarios a el canal. Por lo que existe un flujo de corriente el cual depende del voltaje que se aplica en la compuerta y el drenaje[7].

Un parámetro clave que define la transición de un estado de conducción nulo entre drenaje y fuente a un estado en el que ya existe un flujo de corriente se le conoce como voltaje de umbral el cual esta definido por la siguiente ecuación:

$$V_{thMOS} = V_{fb} - \frac{Q_{dep}}{C_{ox}} + 2\phi_F \quad (2.1)$$

Donde:

- V_{fb} es el voltaje de banda plana.
- Q_{dep} es la carga en la región de agotamiento en el silicio.
- C_{ox} capacitancia que se forma con la compuerta y el sustrato (actuando el oxido de silicio como aislante).
- ϕ_F es el potencial de Fermi.

Como se muestra en la ecuación (2.1) el voltaje de umbral de un transistor MOSFET depende de las propiedades físicas de los materiales. Por lo que podemos decir que el control del voltaje de umbral depende del tipo de material que se utilicen además de los métodos de fabricación utilizados.

Un transistor MOSFET puede operar en diferentes regiones. La corriente de un NMOS que opera en la región de saturación está definida por la siguiente ecuación[8]:

$$I_d = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{th})^2 \quad (2.2)$$

Donde:

- μ_n es la movilidad de los electrones.
- W y L son el largo y ancho del canal del transistor.
- V_{th} Voltaje de umbral.

Para el caso del voltaje de banda plana sucede al igual que el voltaje de umbral es un parámetro que estará determinado por las propiedades físicas y se define con la siguiente ecuación:

$$V_{fbMOS} = \frac{\Phi_M - \phi_{Si}}{q} - \frac{Q_{ss} + Q_{ox}}{C_{ox}} \quad (2.3)$$

donde

- Φ_{Si} función de trabajo del silicio.
- Φ_M función de trabajo del metal de compuerta.
- Q_{ss} densidad de estados superficial del silicio.
- Q_{ox} carga fija del óxido.

En los transistores MOSFET, el potencial de compuerta V_g se fija mediante un voltaje aplicado en dicha terminal. Lo que nos da una corriente que fluye del drenaje a la fuente y depende del voltaje aplicado en V_g de acuerdo con la ecuación (2.2) para que opere en la región de saturación.

A continuación, mostraremos la estructura de un transistor MOS, donde podemos observar que consta de 4 terminales que controlan el dispositivo, además del aislamiento que existen en la compuerta de donde proviene su nombre (Metal-Oxide-Semiconductor).

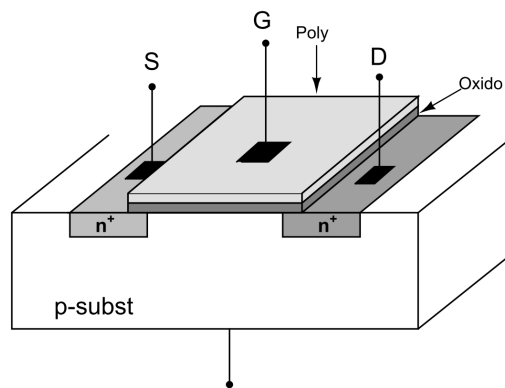


Figure 2.1: Estructura de un MOSFET tipo N [2].

2.3 Sensores químico de estado sólido: ISFET

Los sensores de estado sólido principalmente son utilizados para determinar ciertas especies químicas, debido a que utilizando los sensores químicos de silicio podemos saber de un gran número de iones en la solución. EL ISFET fue desarrollado en 1970 por Bergvel el cual al describirlo consistía de un transistor MOSFET al que se cambiaba el metal de compuerta por una solución salina y agregando un electrodo de referencia, protegiendo el resto del dispositivo con excepción del óxido de compuerta con una resina epoxy aislante e impermeable, durante sus pruebas observó que la corriente del transistor dependía de la concentración de iones tales como Na (Sodio) y K (Potasio) que se encontraban presentes en la solución salina[3].

Posteriormente Matsou y Wise, plantearon un modelo parecido al de Bergvel añadiendo una capa de Si_3N_4 (Nitruro de Silicio) sobre el SiO_2 (Óxido de silicio). lo cual hizo que mostrara una sensibilidad al pH aproximada a la nernstiana (56-26 mV/pH), esto se debe a que la sensibilidad del Si_3N_4 a otros iones que pueden interferir con el pH es mucho menor que la que se presenta con el SiO_2 [8].

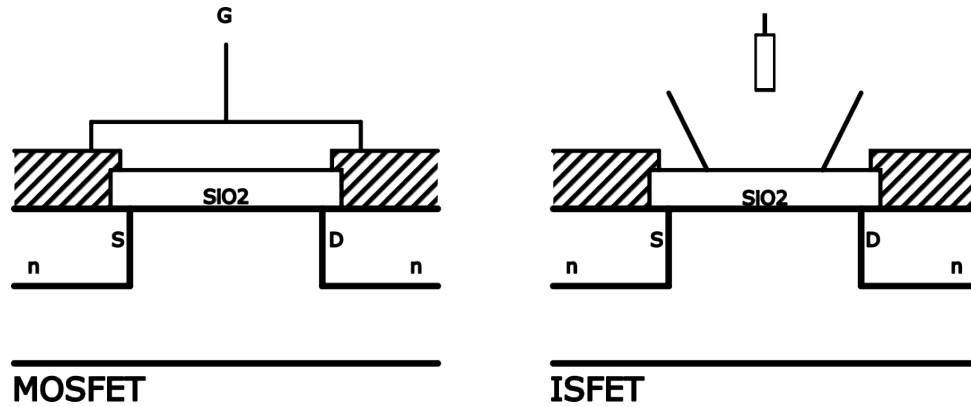


Figure 2.2: Estructura de MOSFET y ISEFT..

UN ISFET puede ser considerado como un MOSFET de pH, dicho de otra forma, este dispositivo cambia su voltaje de umbral en función del pH. Esto se debe a que se sustituye la compuerta metálica con una solución que entra en contacto directo con la solución electrolítica.

Más adelante, se hicieron otros dispositivos con diferentes materiales dieléctricos tales como Al_2O_3 (Alúmina), Ta_2O_5 (Óxido de Tántalo) y $a-WO_3$ (Trióxido de Tungsteno Amorfo). La sensibilidad que se obtuvo con estos materiales es del orden de 53-57 mV/pH similar a la obtenida con Si_3N_4 . Pero estos materiales proporcionaban una gran estabilidad en la respuesta, un mayor tiempo de vida y una menor interferencia de otros iones. No obstante el principal inconveniente con estos otros materiales es que no son utilizados con frecuencia lo que hacía que se perdieran otras ventajas derivadas.

2.3.1 Modelo Matemático

Debido al parecido de ambos dispositivos y considerando que para ambos casos el flujo de corriente es de drenaje a fuente, se puede decir que la ecuación (2.2) valida para ambos dispositivos. No obstante, debido al potencial que se genera en la compuerta del ISFET es de origen electro-químico principalmente por la actividad iónica, el voltaje de umbral debe de estar en términos que incorporen las interfaces entre líquido con óxido y el líquido con el electrodo de referencia. Con lo que se acabo de mencionar la ecuación del voltaje de banda plana del ISFET se redefine de la siguiente forma[8]:

$$V_{fb} = \Phi_M - \Phi_{Si} - \frac{Q_{ox} + Q_{ss}}{C_{ox}} \quad (2.4)$$

siendo

- Φ_M energía necesaria para que un electrón del metal pase a ocupar un nivel energético del vacío.
- Φ_{Si} energía necesaria para que un electrón del silicio pase a ocupar un nivel energético del vacío.

- Q_{ox} densidad de carga por unidad de área presente en el óxido.
- Q_{ss} densidad de carga por unidad de área en la interfase $Si - SiO_2$.
- C_{ox} capacitancia de la estructura MOS por unidad de área.

$$V_{fb_{ISFET}} = \left(E_{ref} \frac{\Phi_{Si}}{q} \right) - (\phi_{eo} - \chi_{sol}) - \left(\frac{Q_{ss} + Q_{ox}}{C_{ox}} \right) \quad (2.5)$$

En donde:

- X_{sol} potencial de dipolo superficial
- E_{ref} potencial del electrodo de referencia relativo al vacío, este potencial se puede encontrar al sumar 4.7V al potencial relativo al electrodo de hidrógeno normalizado.

También por otra parte se tiene que el voltaje de umbral del ISFET es análogo a diferencia del MOSFET, por lo que al utilizar el voltaje de banda plana de la ecuación se obtiene:

$$V_{th_{ISFET}} = \left(E_{ref} - \frac{\Phi_{Si}}{q} \right) + 2\phi_F - \left(\frac{Q_{ss} + Q_{ox}}{C_{ox}} \right) + X_{sol} - \phi_{eo} - \frac{Q_{dep}}{C_{ox}} \quad (2.6)$$

Si se estructuran los términos y los comparamos con las ecuaciones (2.3)(2.1) podemos encontrar la relación que existen entre los voltajes de umbral de un MOSFET y un ISFET[9][8]:

$$V_{th_{ISFET}} = V_{th_{MOS}} + E_{ref} + X_{sol} - \phi_{eo} - \frac{\Phi_M}{q} \quad (2.7)$$

Se puede aplicar lo mismo para el resto de las ecuaciones características, considerando el voltaje de umbral de la ecuación anterior en las curvas $I - V$ del MOSFET. Por lo que para el caso donde el ISFET opera en la región de saturación se expresa de la siguiente forma:

$$I_{d_{ISFET}} = \frac{1}{2} \mu n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{th_{ISFET}}) \quad (2.8)$$

2.4 Principio de funcionamiento

Los fenómenos que pueden describir el funcionamiento del ISFET son complejos y esto es debido a que intervienen procesos muy variados esto es debido a que son tanto procesos físicos como químicos. El funcionamiento de estos dispositivos se encuentra relacionado con la teoría de los centros activos que en combinación con la teoría de efecto de campo de la estructura EOS, explica los mecanismos de respuesta de los ISFET.

2.5 Teoría de los Centros Activos

Los procesos que tienen lugar en la interfase dieléctrico-electrolito de los ISFET y su relación con la respuesta del dispositivo al variar el nivel de pH, aun son objeto de estudio. Se consideraba la superficie del óxido como interfase no bloqueada, lo que quiere decir que existe un intercambio de cargas entre el óxido y el electrolito, el ISFET tendría una respuesta Nernstina[8][10]. Sin embargo, la fabricación de ISFETs con diferentes dieléctricos como Si_3N_4 , Al_2O_3 y Ta_2O_5 no se ajustaban a las predicciones teóricas al dar una pendiente subnernstianas. Por lo que introdujeron el modelo de las superficies bloqueadas ya que este modelo se ajustaba mejor al comportamiento que tenía. Este modelo dice que los mecanismos de distribución de carga se encuentran gobernados por procesos electrostáticos. En la interfase óxido-electrolito no tiene lugar un transporte de carga, mejor dicho se genera una densidad de cargas superficiales conocida como doble capa eléctrica de Gouy-Chapman-Stern. En el primer plano se localizan los iones específicamente absorbidos por la superficie de óxido lo que forma el plano interno de Helmholtz (IHP) y en la segunda capa se localiza los iones solvatados formando el plano externo de Helmholtz (OHP)[11]. Más allá de esta región se encuentran las cargas de signo opuesto a la superficie del óxido atraídas electrostáticamente (Zona de carga difundida o de Gouy-Chapman) como se puede observar en la Figura:2.3 [2][10].

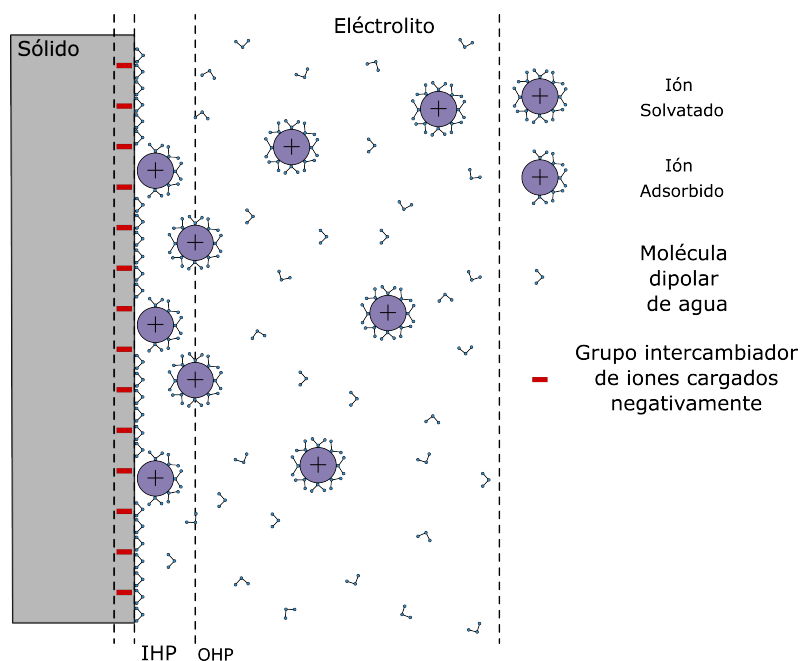
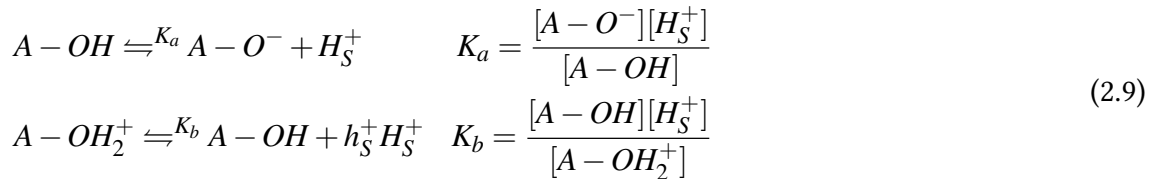


Figure 2.3: Modelo de Gouy-Chapman-Stern para la interfase sólido/electrolito.

Uno de los últimos avances para entender los mecanismos que tiene lugar en la superficie del ISFET fue la aplicación de los modelos utilizados por los químicos en el estudio de las interfaces óxido-electrolito. Lo que estos modelos dicen es que existe una densidad superficial de centros activos (SA) los cuales pueden reaccionar con los iones cargados de la solución lo

que da lugar a una variación de la carga en la superficie del óxido y en su consecuencia del potencial de la interfase óxido-semiconductor. El modelo descrito se denomina teoría de los centros activos o enlaces locales. La teoría de los centros activos junto con el modelo de la doble capa, nos permiten explicar los fenómenos en el estudio de la superficie óxido semiconductor de los ISFETs[10].

Los grupos hidroxilos (-OH) de SiO_2 son centros activos que, debidos a su carácter hídrico-fílico, pueden ser cargados positivamente con un ion de hidrógeno o negativamente al perder un protón o quedarse neutros. Lo que permitiría la formación en la superficie del óxido del plano interno Helmholtz (LHP) con una carga neta que estará determinada por las constantes de disociaciones de los grupos A-OH y los iones H^+ que se encuentran presentes según las reacciones de equilibrio:



La concentración de protones en el volumen del electrolito H_B^+ se puede relacionar con la concentración existente en la interfase H_S^+ y la caída de tensión $-\psi_0$ entre ambas zonas a través de la ley de Boltzman:

$$[H^+]_S = [H^+]_B \exp\left[\frac{-q\psi}{kT}\right] \quad (2.10)$$

La densidad superficial de grupos hidróxidos por unidad de área, N_S , puede ser expresada de la siguiente forma[12]:

$$N_S = [A-OH] + [A-OH_2^+] + [A-O^-] \quad (2.11)$$

donde la carga neta superficial esta dada por:

$$\sigma_0 = q([A-OH_2^+] - [A-O^-]) \quad (2.12)$$

De estas expresiones la obtenemos, después de simplificar, la ecuación establece la relación entre el potencial de la interfase óxido-electrolito y el pH de la solución:

$$2.303(pH_{pzc} - pH) = \frac{q\psi_0}{kT} + \sinh^{-1}\left(\frac{q\psi_0}{kT} \frac{1}{\beta}\right) \quad (2.13)$$

Donde pH_{pzc} es el pH en el punto en el que la carga neta debida a los centros activos de la superficie es nula:

$$pH_{pzc} = \log\left(\frac{K_a}{K_b}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.14)$$

y β es una constante que depende de la capacidad de reacción de los centros activos del óxido:

$$\beta = \frac{2q^2 N_S / (K_a K_b)^{\frac{1}{2}}}{kTC_{DL}} \quad (2.15)$$

Siendo N_S la densidad de los centros activos, una característica de cada material y C_{DL} la capacidad asociada a la doble capa eléctrica de la interfase.

Para valores de β pequeños: $\beta \ll \frac{q\psi_0}{kT}$ la expresión del potencial en la interfaz se simplifica según:

$$2.303(pH_{pzc} - pH) = \frac{q\psi_0}{kT} + \ln\left(\frac{q\psi_0}{kT} \frac{1}{\beta}\right) \quad (2.16)$$

Siendo en este caso la respuesta del ISFET no lineal con el pH.

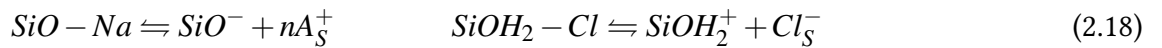
Para valores de β grandes: $\beta \gg \frac{q\psi_0}{kT}$ Tenemos la expresión[13]:

$$\psi_0 = 2.303 \frac{kT}{q} \frac{\beta}{\beta + 1} (pH_{pzc} - pH) \quad (2.17)$$

De está expresión se puede deducir la importante influencia que ejerce la reactividad de la superficie (K_a y K_b) y la densidad de centros activos (N_S) en la sensibilidad del ISFET. De esta misma expresión se puede observar que las superficies con valores elevados de β nos da una respuesta casi lineal de la tensión con el pH. El factor de $2.303(KT/q)$ es igual a $59mV/pH$. Este es el mayor valor teórico de la sensibilidad del sensor y coincide con el valor de la sensibilidad calculado con la ecuación de Nernst por un electrodo de vidrio. Para el caso de los sensores ISFETs β no se puede considerar infinito por ello su sensibilidad ofrece una respuesta subnerstiana.

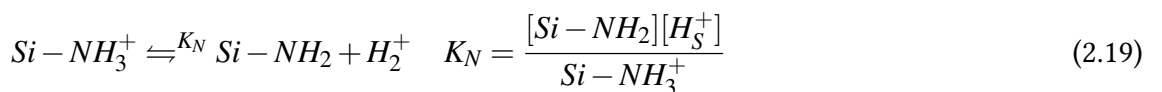
2.5.1 Teoría de los centros activos extendida

El modelos de los centros activos fue aplicado más adelante para otros iones en la solución además del hidrógeno. Si se consideraba, por ejemplo la presencia de sodio $NaCl$ como electrolito soporte se podría establecer la siguiente expresión de equilibrio:



que corresponden a la formación de una segunda capa en la superficie del óxido (plano externo de Helmholtz) que contribuye a modificar la carga neta superficial.

Otro modelo fue publicado por Horome, el cual explicaba el mecanismo de respuesta de los ISFETs con dieléctricos como nitrato de silicio y los borosilicatos que contienen los centros activos diferentes. Para el caso de los borosilicatos ambos tienen carácter hidrofílico y para Si_3N_4 uno es el grupo $Si - OH$ y el otro es el grupo amino $N - H_2$ que sólo se carga positivamente con iones de hidrógeno. Algo que también se manifiesta son las reacciones químicas representadas por la ecuación (2.1), donde interviene el grupo hidróxido. Además, debido a la presencia del grupo amino en la interfase ocurre una tercera reacción química, la cual se puede expresar de la siguiente forma:



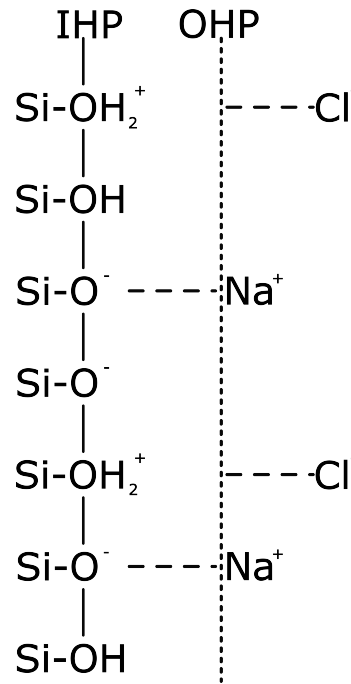


Figure 2.4: Estructura de la interfase óxido-electrolito incluyendo la absorción de iones Na^+ y Cl^- según el modelo de centros activos generalizado[3].

Siendo K_N la constante de equilibrio de la reacción química.
El numero de grupos aminos por unidad de área (N_t) se expresa por la ecuación:

$$N_t = [Si - NH_2] + [Si - NH_3^+] \quad (2.20)$$

La combinación de las características que definen cada centro activo ($K_a, K_b, K_N y pH$) nos permiten explicar el comportamiento de estos materiales.

Cualitativamente el hecho de que el nitruro tenga dos centros activos ($-OH$) y ($-NH_2$) hace que la superficie siempre este cargada ya que el pH corresponde al punto donde la carga neta de la superficie es nula, es diferente para cada centro activo ($pH_{pzc}(-OH) = pH_{pzc}(-NH_2)$) por lo tanto siempre hay intercambio de iones y la respuesta al pH es nertiana.

2.5.2 Doble capa eléctrica

Para mantener las condiciones de equilibrio que se mencionaron, los potenciales interfaciales que tienen origen entre el sólido y la solución electrolítica generan una región de distribución de carga conocida como doble capa eléctrica. Mientras que por el lado del electrodo de referencia y debido a que es un conductor eléctrico, el transporte de carga se realiza mediante electrones y huecos, mientras que del lado de la solución es a través de un exceso de iones hidratados móviles.

La capa de moléculas de agua que son adsorbidas en la interfaz separa los iones hidratados de la superficie sólida. Con lo que la doble capa eléctrica puede ser representada por un modelo capacitivo el cual esta conformado de tres regiones que se mostraron en la Figura:2.3.

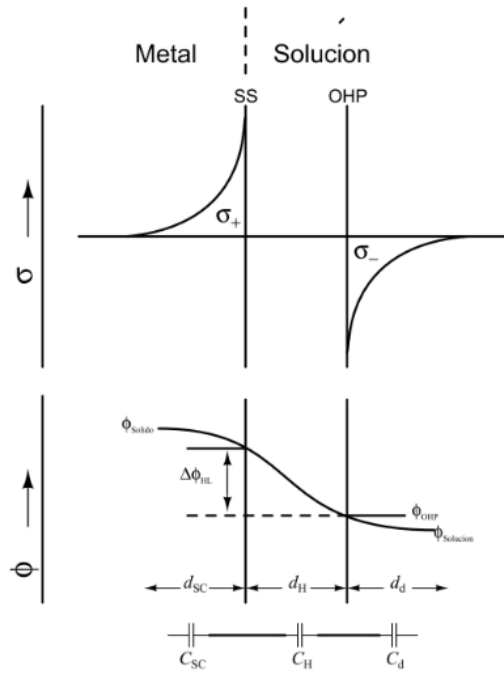


Figure 2.5: Distribución de carga y modelo capacitivo de la doble capa eléctrica: SS= superficie del sólido; OHP=plano externo Helmholtz; ϕ = potencial interno; σ =exceso de carga; d_H =distancia de la superficie del sólido al punto más cercano de los iones[14].

- En el primero se encuentra el exceso de carga iónica en la solución (Capa Gouy)
- En el segundo se encuentra el exceso de electrones y huecos en el sólido (Capa de difusión)
- En la ultima se encuentra una capa delgada intermedia de moléculas de agua absorbidas (Capa Helmholtz)

El modelo capacitivo se muestra en la Figura:2.5, este modelo también funciona cuando se utiliza un material semiconductor, cuya superficie presenta un dieléctrico en particular. El modelo de ISFET que se muestra en Figura:2.2 como cualquier otro dispositivo electrónico esta cumple con las condiciones de neutralidad de cargas dada por:

$$\sigma_0 + \sigma_d + \sigma_s = 0 \quad (2.21)$$

Donde:

- σ_0 densidad de carga en la interfaz óxido-electrolito.
- σ_d densidad de carga en la interfaz de capa de difusión.
- σ_s densidad de carga en la interfaz del semiconductor.

No obstante la carga que se logra encontrar en el bulk del dispositivo σ_s no esta sujeta a las interacciones iónicas con la solución, por lo que se puede considerar como constante y muy pequeña a comparación de σ_0 y σ_d , por lo que la ecuación(2.21) queda de la siguiente forma:

$$\sigma_0 + \sigma_d = 0 \quad (2.22)$$

Para obtener la capacitancia interfacial total se tiene que calcular la capacitancia equivalente en serie de las capacitancias de la capa de carga espacial C_{SC} , de la capa compacta C_H y de la capa de difusión C_d .

$$\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_{SC} + \frac{1}{C_H} + \frac{1}{C_d}} \quad (2.23)$$

CAPÍTULO 3

Estructura y modelado del ISFET

3.1 Estructura del MIM-ISFET

Desde que se propuso el ISFET en los años 70's, la estructura que se ha ido utilizando para fabricarlos es de los procesos MOS como base. El óxido que queda expuesto directamente a la actividad iónica de la solución electrolítica que se desea medir produce los potenciales interfaciales que modulan la corriente del dispositivo, haciendo esta modulación dependiente del nivel de pH. NO obstante este tipo de estructuras no tiene la habilidad de estabilizar la absorción química de iones a la superficie del óxido de compuerta, por lo que es necesario el uso de electrodo de referencias externos si se desean mediciones eléctricas más precisa. Considerando lo que se acaba de mencionar los electrodos de referencia que se utilizan consisten en estructuras externas y su diseño esta hecho de tal forma que deben de producir el mismo potencial sin importar el grado de actividad iónica de la solución electrolítica, para que de esta forma se aseguren las variaciones en el potencial interfacial se deban unicamente al nivel de pH de la solución electrolítica.

La estructura en la cual se baso para la elaboración de este trabajo consiste en un ISFET que se integra con un dispositivo MOSFET convencionales mediante un proceso de fabricación estándar CMOS de 180nm junto con dos nodos uno de sensado y otro de referencia basados en estructuras capacitivas MIM(Metal-Insulator-Metal) acopladas en la compuerta. EL primero de los capacitores nos permite controlar en que región queremos polarizar el transistor de manera externa, mientras que el segundo se conecta al nodo de sensado de tal forma que se genera el potencial electroquímico característico de la interfase óxido-electrolito, de esta forma obteniendo variaciones en la corriente del ISFET con respecto al nivel de pH de la solución electrolítica medida.

Volviendo a lo dicho anteriormente, los potenciales interfaciales que permiten que estos dispositivos tengan la característica de reaccionar ante cierto tipo de iones en la solución depende, en gran parte, del tipo de óxido que entra en contacto con ella. En la siguiente figura se mostrara la sección transversal de lo que serian los nodos de sensado y referencia. Estos se encuentran compuestos por una superposición de dos tipos de óxido diferentes la primera capa es de óxido de silicio (SiO_2) con un grosor de $1\mu m$ y encima de esta se coloca una segunda capa de Nitruro de silicio (Si_3N_4) con un grosor de $0,7\mu m$ la superficie de estos

dos entra en contacto directo con la solución electrolítica y de esta forma crean la interfase óxido-electrolito.

Este dispositivo tiene la ventaja de que a integrar el electrodo de referencia junto con el mismo dispositivo empleando un proceso CMOS estándar, la estructura MIM-ISFET elimina la necesidad de un electrodo de referencia externo. Para la relación de las dimensiones de W y L , para el transistor tipo NMOS es de $500\mu m$ para el ancho y $10\mu m$ para el largo. En el caso de las estructuras MIM están conformadas por dos placas paralelas de metal de $1800\mu m$ de área además de estar separadas por un dieléctrico TEOS (TetraEthyl Ortosilicate). para este caso la capacitancia proporcionada por el fabricante es de $1038fF/\mu m$.

3.2 Caracterización electroquímica del MIM-ISFET

Para el presente trabajo nos basamos en la caracterización electroquímica del MIM-ISFET que se realizo en la tesis [14]. Este proceso como se menciona en este documento consiste en obtener las curvas $I_d - V_g$ del dispositivo sumergido en tres diferentes soluciones acosas con niveles de pH de 4, 7 y 10, donde se aplica un barrido en el voltaje de compuerta V_g desde 0V hasta 1.8V, y otro barrido en el electrodo de referencia de -2V hasta 2V, en donde se le tendrá incrementos de 1V. La región en la que opera el MIM-ISFET es inmerecido débil mediante un voltaje de polarización $V_{ds} = 0.1V$. El esquema de conexión eléctrico que se utilizo para su caracterización en el laboratorio se muestra en la figura.

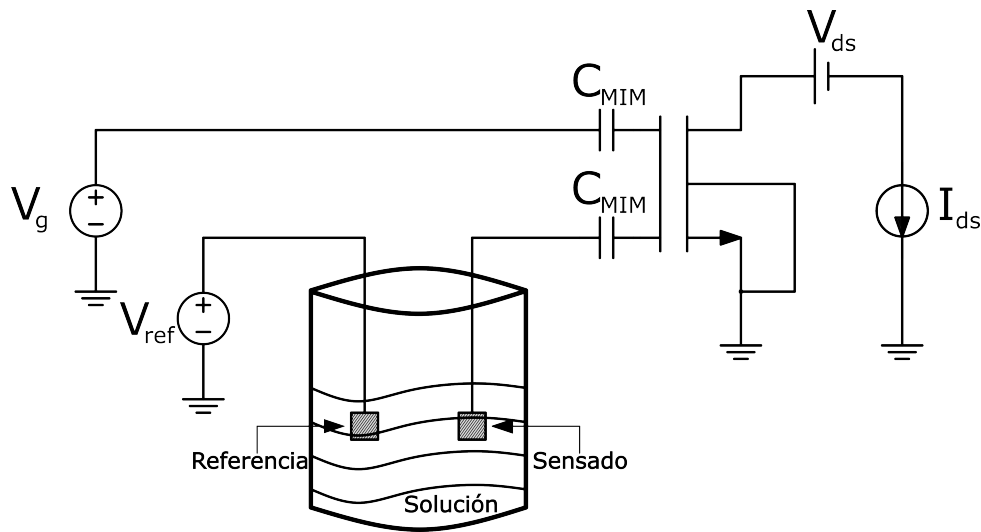


Figure 3.1: Esquema eléctrico de conexiones[14].

3.3 Modelo en Cadence Virtuoso del MIM-ISFET

Considerando la Figura: 3.1 y al mismo tiempo tomando en cuenta el modelo de la doble capa eléctrica para la interfase óxido-electrolito, el MIM-ISFET se le puede considerar como dos

etapas completamente desacopladas: una electrónica (del MOSFET como estructura del ISFET) y otra electroquímica (que es la interfase óxido-electrolito)[14]. Considerando lo mencionado y tomando como referencia la Figura: 3.2 se utiliza el modelo equivalente propuesto en [14] para el MIM-ISFET, el cual incluye las dos capas de óxido que son de $C_{Si_3N_4}$ y C_{SiO_2} , con las que están fabricados los nodos de sensado y referencia, las capacitancias de acoplamiento MIM C_{MIM} y la capacitancia que representa la doble capa eléctrica C_{eq} que corresponde a la **ecuación**. También incluye un divisor resistivo para modelar la unión de los nodos de sensado y referencia que sucede en la solución electrolítica.

El modelo que se utilizó para el presente trabajo fue realizado en la herramienta de diseño de circuitos analógicos, VIRTUOSO, de la compañía CADENCE que opera bajo una licencia académica. En este modelo encontramos un par de capacitancias conectadas a la compuerta del transistor NMOS, esto nos da dos terminales la primera terminal entraría en contacto con la solución electrolítica, mientras que la segunda nos permite agregar una terminal extra de control, la cual es usada para compensar variaciones en la respuesta que presente el dispositivo debido a cargas atrapadas en el mismo, al mismatch (disparidad entre dispositivos) y a grandes variaciones en el voltaje de umbral, entre otras cosas[14], para el diseño de este prototipo el electrodo de referencia es añadido de forma externa como sería el caso de cualquier otro ISFET.

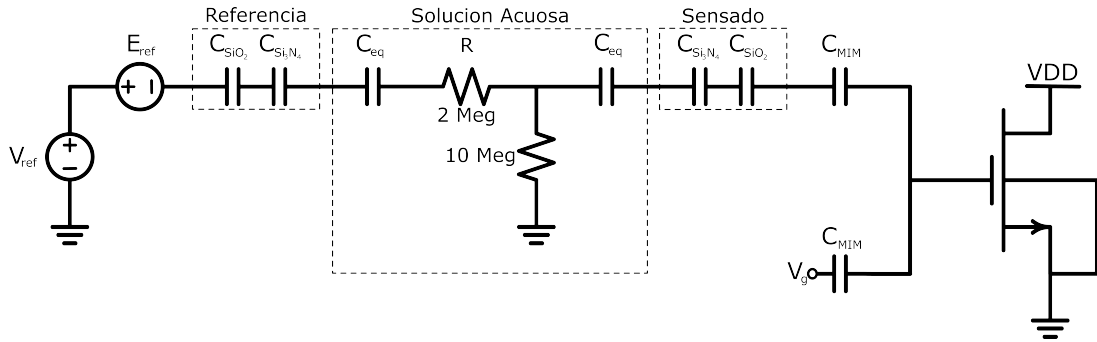


Figure 3.2: Modelo equivalente propuesto para el MIM-ISFET

3.3.1 Descripción del circuito

Para este apartado se describirá cada parte que conforma el circuito que se muestra en la Figura:3.2, el cual esta basado en el esquema de conexiones eléctricas mostrado en la Figura: 3.1.

Potencial del electrodo de referencia

Cuando un electrodo entra en contacto con una solución se puede generar un transporte e intercambio iónico de carga con la solución al existir una diferencia de potencial en ambas regiones.

En la mayoría de los casos este potencial suele ser pequeño, estable y no debe variar con la solución con la que entra en contacto aunque tienen cierta dependencia térmica. Es importante mencionar que para cada tipo de electrodo de referencia existe una diferente dependencia térmica.

Para el circuito emplearemos un electrodo de Ag/AgCl ya que es por mucho el mejor tipo de electrodo que se puede utilizar tanto en la industria como en la investigación, principalmente por su estructura simple.

El potencial del electrodo se obtiene utilizando la ecuación de Nernst[15][16][17]:

$$E_{red} = E_{red}^0 - \frac{RT}{zF} \ln\left(\frac{a_{red}}{a_{ox}}\right) \quad (3.1)$$

en donde:

- E - Reducción del potencial del electrodo.
- E_{red}^0 - Reducción estándar del potencial.
- R - Constante del gas universal.
- T - Temperatura en Kelvin.
- Z - Numero de electrones transferidos por reacción.
- F - Constante de Faraday.
- a_{red} y a_{ox} - Actividad química de la reducción.

Sustituyendo la ecuación (3.1) obtenemos

$$E_{Ag,AgCl,Cl} = E_{Ag,Ag^+}^0 + \frac{RT}{F} \ln K_S - \frac{RT}{F} \ln a_{Cl^-} \quad (3.2)$$

Donde $K_S = a_{Ag^+} * a_{Cl^-}$ es la actividad producida en la solución de cloruro de plata.

$$E_{Ag,AgCl,Cl} = E_{Ag,Ag^+,Cl^-}^0 + \frac{RT}{F} \ln a_{Cl^-} \quad (3.3)$$

Por lo que el potencial para el electrodo Ag/AgCl es de 0.22V en la unidad activa Cl^- . Sin embargo, como el electrodo Ag/AgCl se utiliza a menudo con HCl saturado, el potencial del electrodo utilizado en la practica es de 0.199V.

Modelo capacitivo de la doble capa eléctrica

Para obtener la capacitancia interfacial equivalente de la doble capa eléctrica, haremos uso de la ecuación para electrolitos con altas concentraciones iónicas[14][18][19]:

$$\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_H} + \frac{1}{C_d} \quad (3.4)$$

Nodo de Sensado y Referencia

Para el caso de las capacitancias de cada capa de óxido que se utiliza para el modelo del dispositivo, se pueden calcular con la ecuación que describe a los capacitores de placas paralelas que se presentan a continuación:

$$C = \frac{k\epsilon_0}{t}A \quad (3.5)$$

En donde:

- k es la constante dieléctrica del material
- ϵ_0 es la permitividad del vacío
- t es la distancia de separación entre placas
- A es el área de las mismas

Con la ecuación anterior podemos obtener el valor de los capacitores equivalentes para cada capa de óxido que conforman los nodos de sensado y referencia.

Nitruro de silicio

$$C_{Si_3N_4} = \frac{(7.5)(8.85 * 10^{-12} F/m)}{0.7 \mu m} (1.8 * 10^{-9} m) = 170.67 fF \quad (3.6)$$

Óxido de silicio

$$C_{SiO_2} = \frac{(3.9)(8.85 * 10^{-12} F/m)}{1 \mu m} (1.8 * 10^{-9} m) = 62.127 fF \quad (3.7)$$

Capacitancia MIM

Como se menciona este modelo consta de dos capacitancias MIM por lo que para obtener la capacitancia total se haría de la siguiente forma:

$$C_{MIM} = (1.122 fF/\mu m)(1800 \mu m) = 2 pF \quad (3.8)$$

3.3.2 Simulación del circuito

Es importante hacer mencionar que el modelo utilizado tiene una estructura semejante a otros modelos donde usan capacitancias de acoplamiento en la compuerta del NMOS que conforman al ISFET lo que permite agregarle al dispositivo una terminal extra de control, con la finalidad de comenzar variaciones en la respuesta del mismo por cargas atrapadas, mismatch y grandes variaciones en el voltaje de umbral.

Sin embargo, este modelo presenta algunos inconvenientes relacionados a la simulación ya que su compuerta es un punto flotante, es decir, un punto sin referencia. Por lo que para

solucionar este problema se propone un modelo en donde el voltaje de compuerta se consigue con la suma de fuentes de voltajes controladas por voltajes, pero es importante resaltar que la fiabilidad de los datos que se obtengan dependen de la precisión de los datos calculados[20].

Por lo que para que el modelo final funcione se modifico y se implementaron cuatro fuentes VCVS, en donde la ganancia de cada una de estas fuentes esta dada por la siguiente relación.

$$\begin{aligned}
 a_1 &= \frac{2C_{pass}}{C_{pass} + C_{MIM} + C_{gd} + C_{gs}} = 0.008806 \\
 a_2 &= \frac{C_{MIM}}{C_{pass} + C_{MIM} + C_{gd} + C_{gs}} = 0.197774 \\
 a_3 &= \frac{C_{gs}}{C_{pass} + C_{MIM} + C_{gd} + C_{gs}} = 0.402569 \\
 a_4 &= \frac{C_{gd}}{C_{pass} + C_{MIM} + C_{gd} + C_{gs}} = 0.395252
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

En donde C_{pass} es la capacitancia en serie de C_{eq} , $C_{Si_3N_4}$, C_{SiO_2} y C_{MIM} .

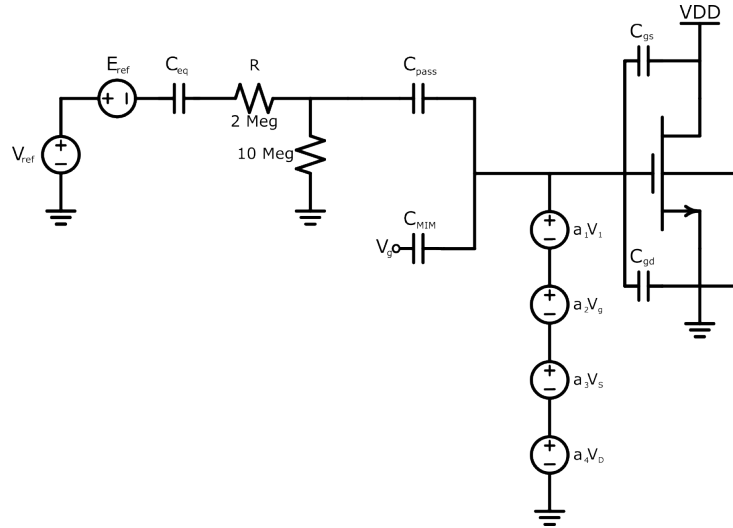


Figure 3.3: Modelo equivalente del MIM-ISFET para la simulación con compuerta flotante.

Por ultimo se elaboro el modelo comportamental del MIM-ISFET el cual podemos observar en la Figura: 3.4, en donde se puede observar que el macromodelo consta de 6 terminales a las cuales se pueden acceder mediante pines externos, Las primeras cinco se pueden encontrar en cualquier MOSFET común, drenaje (D), compuerta (G), fuente (S), bulk ó sustrato (B), voltaje de referencia (ref) y para asignar el nivel de pH en la solución (pH).

3.4 Pruebas del modelo del MIM-ISFET

Para realizar las pruebas del macromodelo del MIM-ISFET es necesario obtener las curvas I-V, por lo que se realizaron las pruebas utilizando las mismas condiciones mencionadas en la

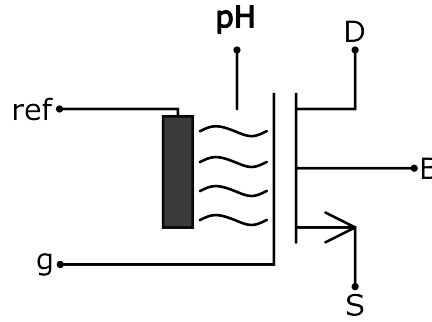


Figure 3.4: Macromodelo comportamental del MIM-ISFET.

caracterización electroquímica del MIM-ISFET. Para realizar la simulación la solución acuosa es emulada por medio de una fuente de voltaje en DC, el cual se asignara el nivel de pH deseado a medir, el esquema eléctrico se puede observar en la Figura: 3.5.

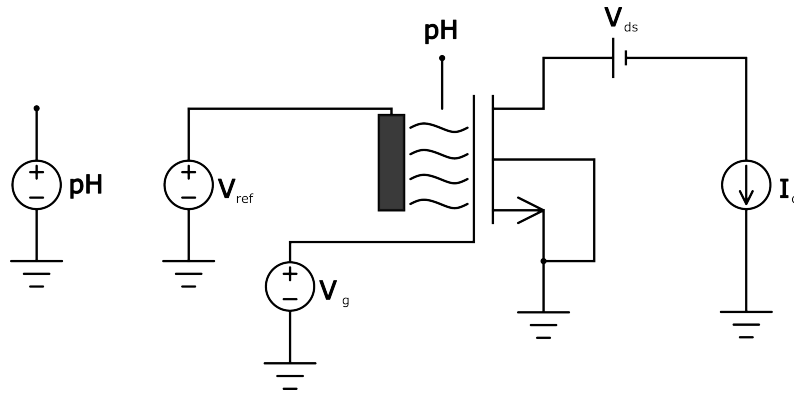


Figure 3.5: Esquema eléctrico para caracterización del modelo de MIM-ISFET

A continuación mostraremos las curvas I-V donde hacemos un barrido en V_g , asignamos un valor de $V_{ref} = 0$, un $V_{ds} = 1.8$, para las siguientes pruebas se utilizaron los valores de 4, 7 y 10.

La sensibilidad del dispositivo se obtuvo trazando una linea vertical para distintos valores de V_g en las gráficas mostradas continuación de la Figura: 3.7 a 3.9.

Parametro	Valor
Vref	0V
Eref	4.8999V
CSiO2	62.12fF
CSi3N4	170,67fF
Ceq	358.8mF
CMIM	2pF
L	100 μm
W	500 μm
VDD	1.2V

Table 3.1: Características del MIM-ISFET

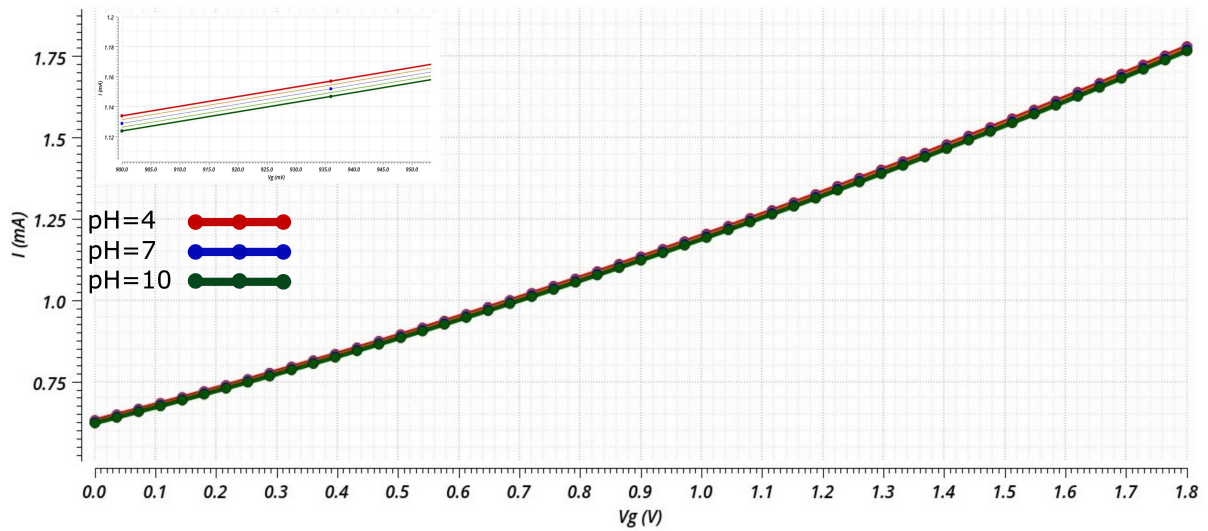


Figure 3.6: Curvas I-V del macromodelo simulado en VIRTUOSO

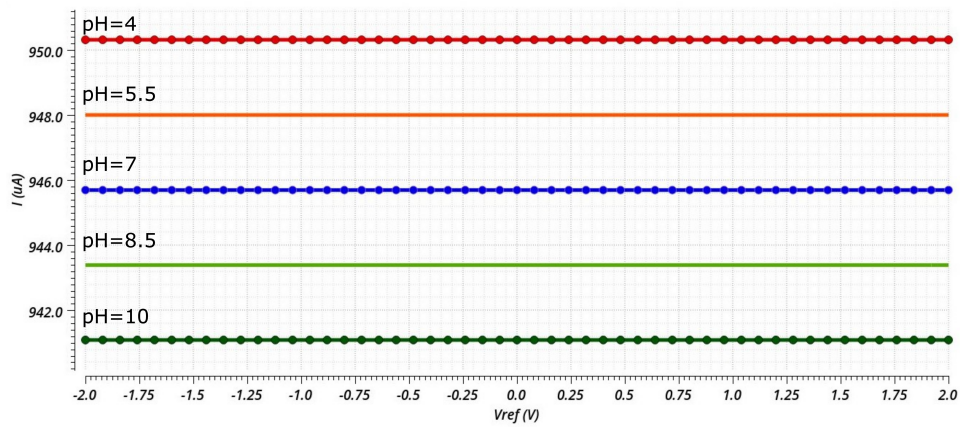


Figure 3.7: Gráfica de la sensibilidad simulada del MIM-ISFET con un $V_g = 0.6V$

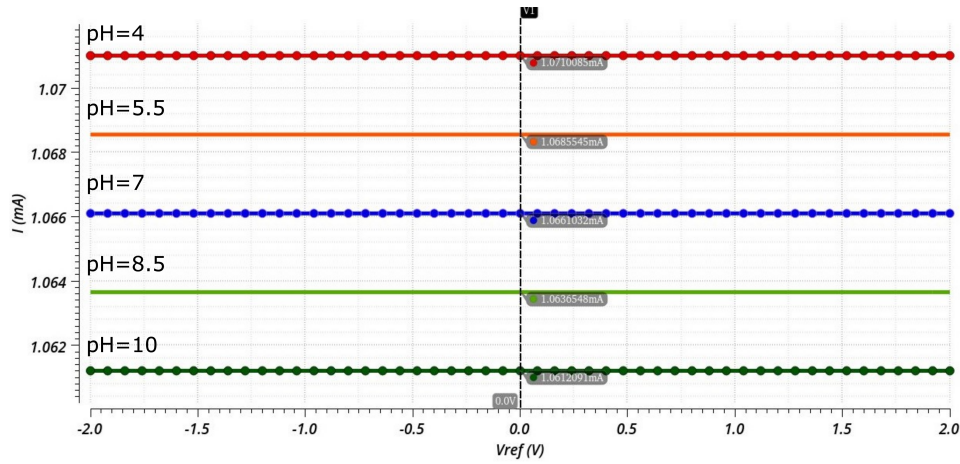


Figure 3.8: Gráfica de la sensibilidad simulada del MIM-ISFET con un $V_g = 0.8V$

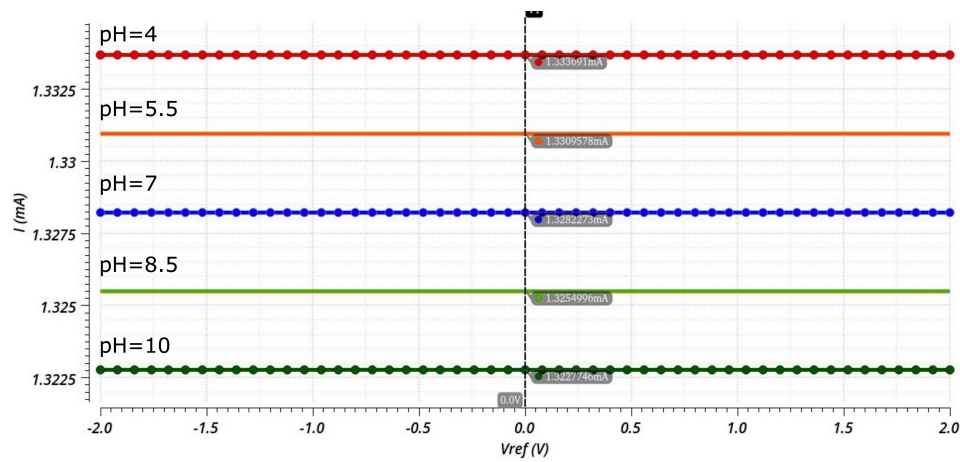


Figure 3.9: Gráfica de la sensibilidad simulada del MIM-ISFET con un $V_g = 1.2V$

CAPÍTULO 4

Diseño de Circuito de Acondicionamiento con Tecnología CMOS

Debido al éxito que es la fabricación del ISFET en procesos CMOS estándar ha permitido que se haga una investigación relacionada a la integración de estos dispositivos junto con los circuitos de acondicionamiento[2][14]. El dispositivo MIM-ISFET es capaz de proporcionar una corriente que depende del nivel de pH en la solución, pero resulta muy poco práctico al momento de implementarlo a otros sistemas analógicos para procesar la señal, el principal motivo de esto es que las variaciones de la corriente son muy pequeñas lo cual resulta difícil de medir con precisión. Con lo mencionado para lograr obtener una respuesta de salida que pueda ser medida y posteriormente procesada de manera directa, un circuito analógico de acondicionamiento, al cual se le conoce como "Circuito de lectura", debe de ser incorporado al MIM-ISFET.

4.1 Espejo de corriente con un ISFET

Con el surgimiento del ISFET, se han propuesto unas cuantas estructuras que nos permitan obtener una señal medible y procesable. La configuración que se utilizó para el trabajo es la del espejo de corriente, en la que se sustituyó uno de los transistores y de esta forma lograr que la corriente de nos proporciona el ISFET en el drenaje sea constante.

Para obtener las dimensiones de los transistores que conforman al espejo de corriente nos apoyaremos de la ecuación I_d , donde haremos un despeje para obtener W y L.

$$I_{ds} = \frac{1}{2} K_p \frac{W}{L} (|V_{gs} - V_{th}|)^2$$
$$\frac{W}{L} = \frac{2I_d}{K_p (|V_{gs} - V_{th}|)^2} \quad (4.1)$$

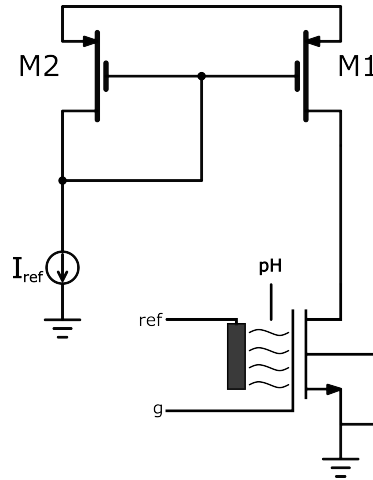


Figure 4.1: Implementación de MIM-ISFET a espejo de Corriente.

Transistor	W	L	Parametros	Valor
NMOS1	10 μm	2.5 μm	I_{ref}	3 μA
NMOS2	10 μm	2.5 μm	V_{ref}	0V
			g	1.2V
			pH	4-10

Table 4.1: Características del Espejo de corriente

4.2 Diseño de etapa amplificadora

La arquitectura de un amplificador operacional puede estar conformada por dos partes: single-ended y fully-differential. La principal y más notable diferencia son las terminales de salida. En la configuración de single-ended, solo tiene una terminal de salida que refleja la diferencia entre las señales de entrada, mientras que el fully-differential tiene dos terminales de salida donde el potencial entre ellos representa la diferencia amplificada de las entradas.

Para el estudio, diseño e implementación del amplificador operacional, primero examinaremos que es una OTA (Operational Transconductance Amplifier). El OTA es un dispositivo electrónico que, al igual que el amplificador operacional, tiene una entrada diferencial y puede tener una salida de un single-ended o un fully-differential para amplificar esa diferencia de entrada. La principal diferencia con el amplificador operacional es que tiene una salida de transconductancia y un alto valor de resistencia. El símbolo de un OTA se muestra en la Figura: 4.3

Para este trabajo, se implementó un OTA de una sola etapa. Sin embargo, es importante aclarar a que se refiere un OTA de una sola etapa. Algunos circuitos electrónicos son comúnmente vistos como "Cajas negras", en donde se conocen las entradas, salidas y algunas especificaciones técnicas, pero la implementación interna y el funcionamiento de estas cajas no necesariamente se comprenden. Con la estabilidad de la tecnología CMOS, prácticamente todos los sistemas electrónicos, o "Cajas negras", están conformados por transistores CMOS, y

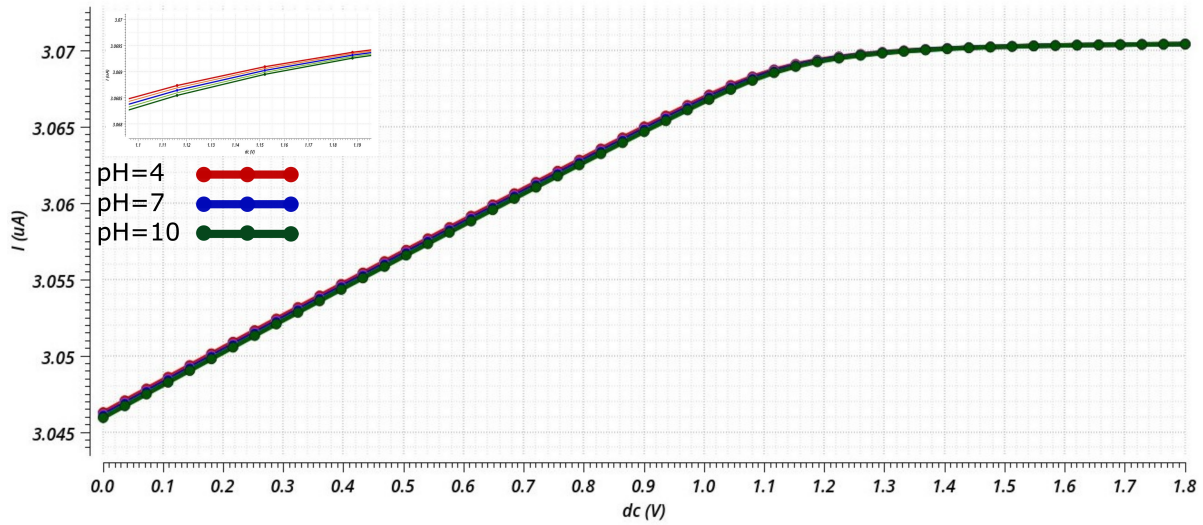


Figure 4.2: Respuesta de la corriente del MIM-ISFET con el espejo de corriente.

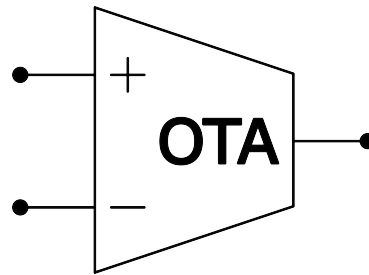


Figure 4.3: OTA Single-ended

los amplificadores no son la excepción. Para los amplificadores operacionales o de transconductancia, una configuración básica para su implementación es el par diferencial. El par diferencial es un arreglo de transistores que permiten obtener la diferencia amplificada de dos señales de entrada, convirtiéndose en el núcleo de cualquier amplificador. Considerando esto en la Figura: 4.4 presentamos las características de este arreglo. Como podemos observar en la Figura: 4.4, el circuito tiene dos entradas y una salida. También se encuentra conformado por cinco transistores: tres NMOS y dos PMOS. El transistor de cola M5 es responsable de suministrar la corriente de polarización al par diferencial. Los transistores NMOS M1 y M2 son los encargados de recibir las entradas. La parte interesante se encuentra en las terminales de drenaje de los transistores M1 y M2, y esto se debe a los transistores PMOS. El transistor M3 está en una configuración llamada conexión a diodo y se comporta como un espejo de corriente con el transistor M4. Por lo tanto, el transistor M3 toma la señal de salida del transistor M1 y la refleja en el transistor M4. Este transistor toma la señal y aparece en su terminal de drenaje, amplificada. Mientras tanto, el transistor M2 toma la otra señal, V_{in} , la amplifica y la invierte, y aparece en su terminal de drenaje. Como se puede ver, en el nodo de salida, V_{out} , hay una diferencia entre las señales que se pueden expresar de la siguiente manera.

$$V_{OUT} = A_1(V_{IP}) - A_2(V_{IN}) \quad (4.2)$$

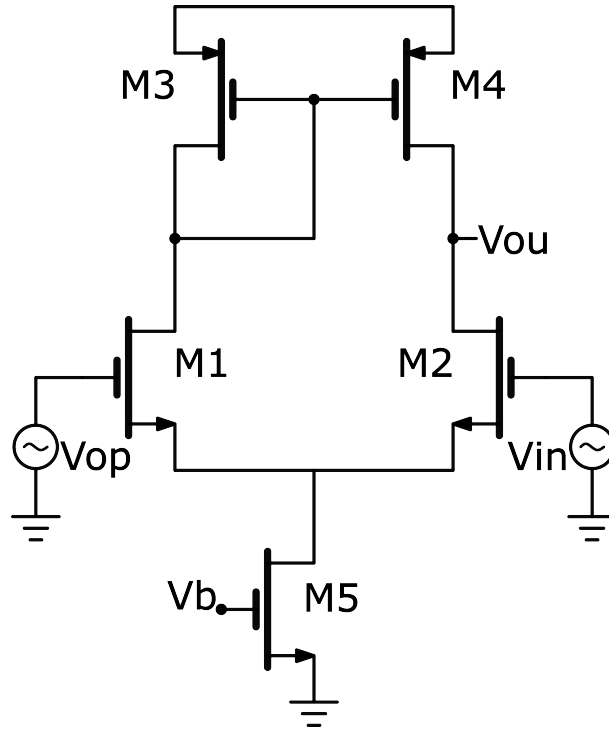


Figure 4.4: Par Diferencial

en el caso donde A_1 es igual a A_2 , entonces:

$$V_{OUT} = A(V_{IP}) - A_2(V_{IN}) = A(V_{IP} - V_{IN}) \quad (4.3)$$

Esta expresión es lo que esperamos de un amplificador: amplifica la diferencia entre sus entradas. Sin embargo, es fundamental realizar un análisis más profundo para determinar de qué depende la salida y la ganancia del par diferencial.

En un circuito de una sola etapa, dependiendo de la aplicación, puede que no se logre la ganancia y el cruce por cero deseados. Por lo tanto, se vuelve necesario utilizar otra técnica que pueda aumentar la ganancia y asegurar el cruce por cero sin afectar el consumo de energía y el uso de recursos. Una forma de lograr esto es mediante el uso de etapas en cascada, que es una técnica para aumentar la ganancia. Alternativamente, se podría usar una etapa de alta ganancia como Cascode o Folded-Cascode. Sin embargo, estas últimas técnicas, a pesar de aumentar la ganancia, tendrían un impacto negativo en la dinámica de la señal de salida. Esto se debe a que, para mantener los transistores en la región de saturación, al menos cuatro transistores deben apilarse en una sola rama, reduciendo el voltaje disponible para la dinámica de la señal de salida. Así, la técnica más viable es la cascada. Este enfoque implica conectar dos etapas en serie, lo que significa que la salida de una etapa alimenta la entrada de otra etapa. En este caso, la primera etapa es un par diferencial de un solo extremo, y la segunda etapa es un amplificador de fuente común. En consecuencia, tener dos etapas de ganancia resulta en una mayor ganancia general del sistema en comparación con la ganancia obtenida de un amplificador de una sola etapa o de un par diferencial[21].

Esta técnica es beneficiosa para identificar polos y ceros mediante inspección, ya que considera las resistencias y capacitancias desde el nodo de interés hasta tierra. Así, el circuito que se va a implementar se le agrega una red de compensación conectada entre la salida de la primera y la segunda etapa, como se muestra en la Figura: 4.5.

El uso de la red de compensación aprovecha el efecto Miller para desplazar estratégicamente los polos, logrando un ancho de banda adecuado y asegurando la estabilidad del sistema[22]. El condensador, conocido como el condensador de Miller, es responsable de reposicionar los polos dominantes y no dominantes. Debido a la capacitancia parasitaria y la capacitancia de carga, el polo dominante se ubicará en el nodo de salida porque $C_L > C_1$, donde C_L es la capacitancia de carga y C_1 es la capacitancia parasitaria vista en la salida de la primera etapa. Teniendo esto en cuenta, mediante el efecto Miller[22].

A pesar de que con la compensación, la capacitancia dominante (salida de la segunda etapa) se acerca al origen del plano de frecuencia compleja y el polo no dominante se aleja, lo que mejora la estabilidad del sistema, añadir esta capacitancia introduce un cero en el lado derecho del plano complejo. Esto puede hacer que el amplificador se vuelva potencialmente inestable. Debido a la inversión introducida por la configuración de fuente común del transistor, habrá una frecuencia en la que ambas señales se cancelan entre sí. Para abordar este problema, se añade una resistencia, llamada resistencia de anulación[22][21].

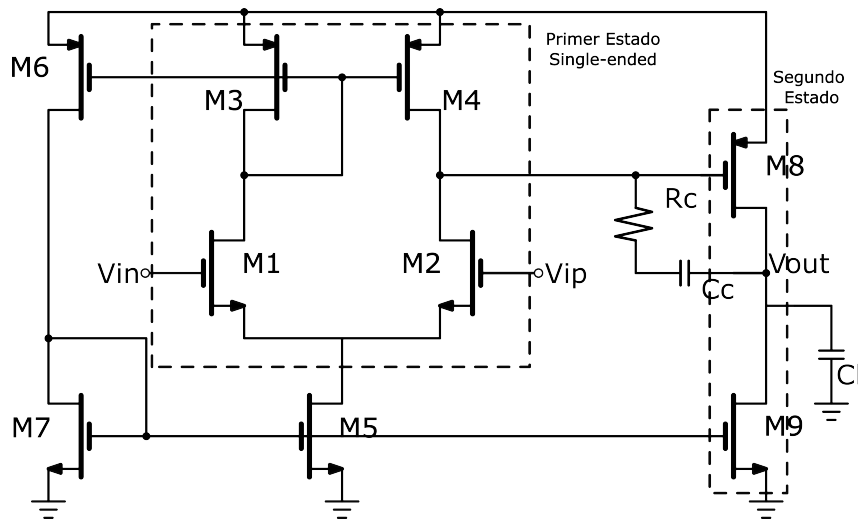


Figure 4.5: Estructura interna de OTA (Operational Transconductance Amplifier)

4.3 Construcción de circuito de transresistencia

Con la finalidad de amplificar la señal obtenida por el ISFET que se tiene en el espejo de corriente se optó por la implementación del OTA mientras que a su vez es retroalimentado con una resistencia.

Para derivar la función de transferencia del circuito mostrado en la Figura: 4.6, se establece el modelo de pequeña señal, la capacitancia y la resistencia que conforman al circuito en la

Transistor	W	L	Componente	Valor
NMOS1	$6\mu m$	$800nm$	R_c	10K
NMOS2	$6\mu m$	$800nm$	C_c	10p
PMOS3	$20\mu m$	$360nm$		
PMOS4	$20\mu m$	$360nm$		
NMOS5	$2\mu m$	$720nm$		
PMOS6	$40\mu m$	$360nm$		
NMOS7	$2\mu m$	$720nm$		
PMOS8	$20\mu m$	$360nm$		
NMOS9	$1\mu m$	$720nm$		

Table 4.2: Características del OTA

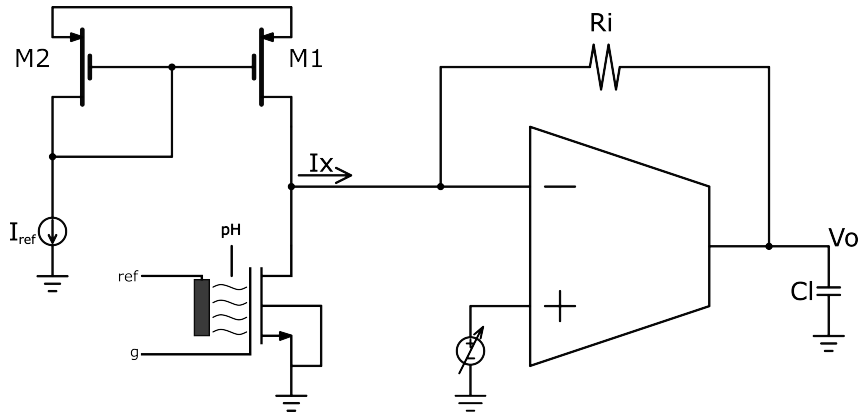


Figure 4.6: Circuito de acondicionamiento

Figura: 4.5 se añaden a este modelo. El modelo de pequeña señal del circuito se muestra en Figura: 4.7.

Posteriormente obtenemos el grafo Figura: 4.8.

Aplicando leyes de Kirchhoff obtenemos:

$$\begin{aligned}
 &KCL \\
 &i_1 + i_{11} - i_2 = 0 \\
 &i_9 - i_3 - i_4 - i_5 = 0 \\
 &-i_6 - i_7 - i_8 - i_{10} - i_{11} = 0 \\
 &i_{10} - i_9 = 0
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

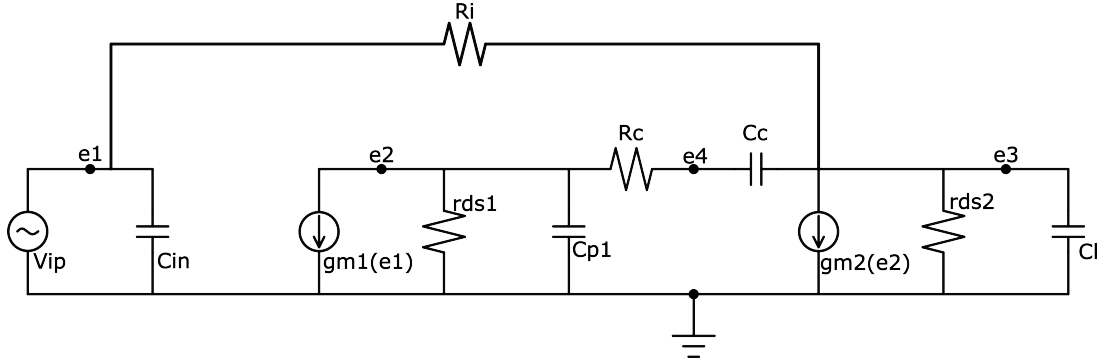


Figure 4.7: Modelo de pequeña señal.

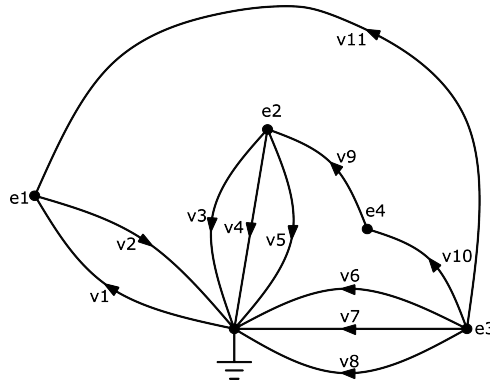


Figure 4.8: Grafo

KVL

$$\begin{aligned}
 v_1 &= e1 & v_7 &= e3 \\
 v_2 &= e1 & v_8 &= e3 \\
 v_3 &= e2 & v_9 &= e4 - e2 \\
 v_4 &= e2 & v_{10} &= e3 - e4 \\
 v_5 &= e2 & v_{11} &= e3 - e1 \\
 v_6 &= e3
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

BR

$$\begin{aligned}
 i_1 &= I_x & v_7 &= r_{ds2} * i_7 \\
 i_2 &= S * C_{in} * v_2 & i_8 &= S * C_l * v_8 \\
 i_3 &= gm1 * e1 & v_9 &= R_c * i_9 \\
 v_4 &= r_{ds1} * i_4 & i_{10} &= S * C_c * v_{10} \\
 i_5 &= S * C_{p1} * v_5 & v_{11} &= R_i * i_4 \\
 i_6 &= gm2 * e2
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

Posteriormente se ingresaron todas las ecuaciones en MATLAB, con lo que obtuvimos la siguiente ecuación:

$$V_o = \frac{(-C_c R_c R_i g_{m1} g_{m2} r_{ds1} r_{ds2} v_{ip})s - R_i g_{m1} g_{m2} r_{ds1} r_{ds2}}{(-C_c C_l R_c R_i r_{ds2})s^2 (-C_c R_i g_{m2} r_{ds1} r_{ds2})s - R_i} \quad (4.7)$$

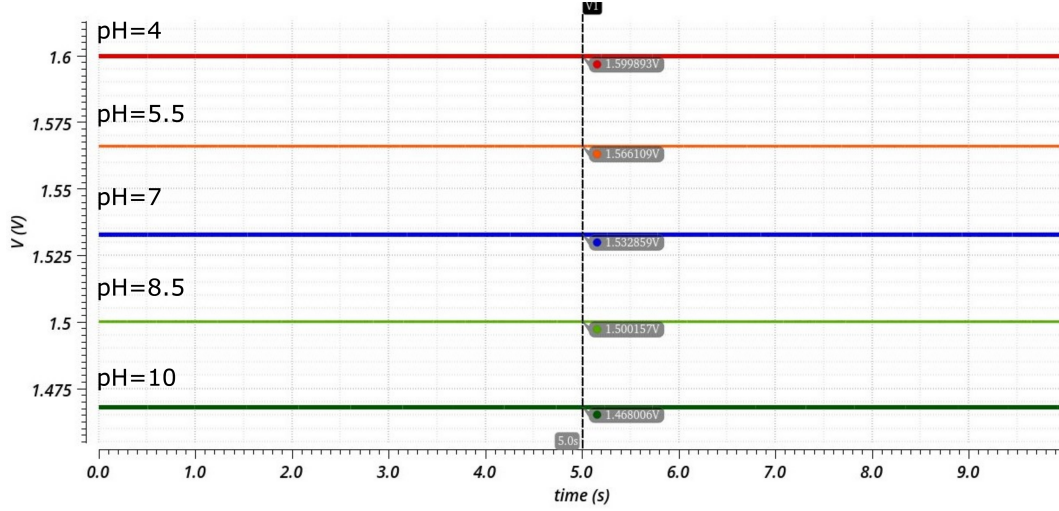


Figure 4.9: Respuesta del V_o con el circuito de acondicionamiento

4.4 Consideraciones de ruido en el diseño

Las señales analógicas procesadas por un circuito integrado se ven afectadas por dos tipos diferentes de ruido: el ruido electrónico del dispositivo y el ruido "ambiental". este último se refiere a perturbaciones (aparentemente) aleatorias que un circuito experimenta a través de las líneas de alimentación o tierra o por medio del sustrato[7].

4.4.1 Ruido Térmico

Los electrones libres responsables de la conducción eléctrica en un material conductor, al estar sometidos a agitación térmica originan unas minúsculas corrientes en todas direcciones y sentidos dentro del material. En ausencia del campo eléctrico externo no hay direcciones preferentes, por la enorme cantidad de electrones libres se produce una compensación estadística que tiende a anular la corriente resultante. Esta compensación no llega a ser perfecta, generándose efectivamente una corriente, que fluctúa aleatoriamente y que constituye el denominado ruido térmico[23][24].

Para los análisis, se puede sustituir una resistencia ruidosa R_n en un circuito eléctrico. El modelo utilizado emplea una resistencia R el cual tiene el mismo valor que la resistencia

original, pero sin ruido, también se utiliza una fuente de tensión la cual al circular por R la corriente de ruido $I_n(t)$, ocasionara una caída de tensión.

$$e_n(t) = Ri_n(t) \quad (4.8)$$

Análisis en pequeña señal

En el esquema de amplificador de transresistencia el elemento pasivo principal que puede considerarse como una fuente de ruido es la resistencia de retroalimentación que tiene una magnitud de $100\text{ k}\Omega$. Los demás elementos son activos y en el caso de la resistencia de compensación se considera un valor de $10\text{ k}\Omega$. Por lo tanto el ruido reflejado a la entrada está principalmente en la terminal no inversora con un valor cuadrático en la densidad espectral de ruido de V_n^2 . Para derivar la función de transferencia del circuito mostrado en la Figura: 4.6 con ruido térmico, se establece el modelo de pequeña señal que se muestra a continuación en la Figura: 4.10

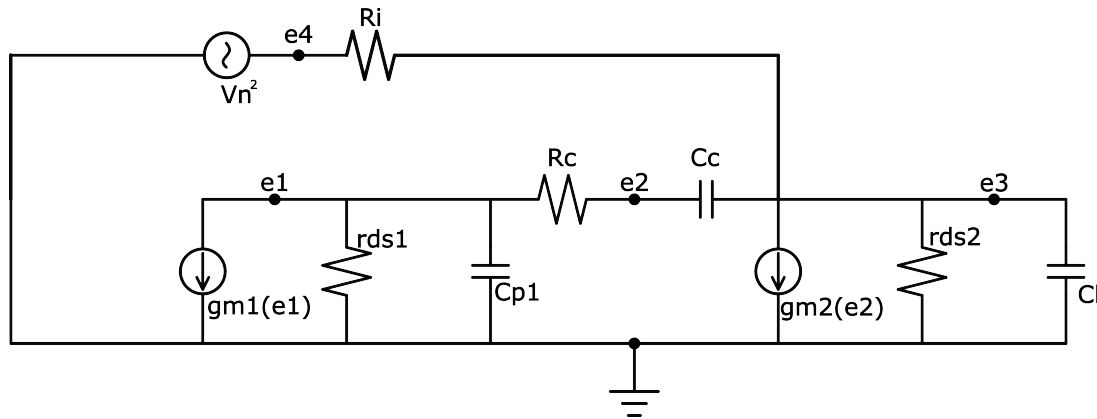


Figure 4.10: Modelo de pequeña señal con ruido térmico

Posteriormente obtenemos el grafo Figura: 4.11

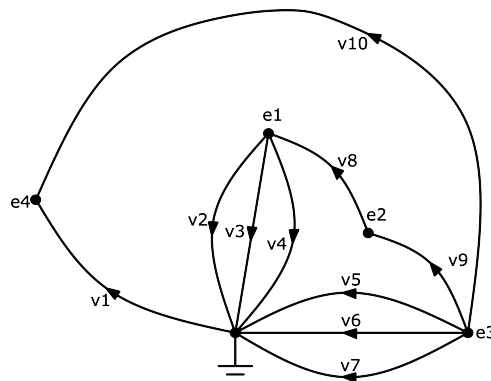


Figure 4.11: Grafo del modelo de pequeña señal con ruido térmico

Aplicamos leyes de Kirchhoff obteniendo:

KCL

$$\begin{aligned}
i_1 + i_{10} &= 0 \\
-i_2 - i_3 - i_4 + i_8 &= 0 \\
-i_8 + i_9 &= 0 \\
-i_5 - i_6 - i_7 - i_9 - i_{10} &= 0
\end{aligned} \tag{4.9}$$

KVL

$$\begin{aligned}
v_1 &= e4 & v_7 &= e3 \\
v_2 &= e1 & v_8 &= e2 - e1 \\
v_3 &= e1 & v_9 &= e3 - e2 \\
v_4 &= e1 & v_{10} &= e3 - e4 \\
v_5 &= e3 \\
v_6 &= e3
\end{aligned} \tag{4.10}$$

BR

$$\begin{aligned}
v_1 &= v_n^2 & i_7 &= S * C_L * v_7 \\
i_2 &= gm1 * e1 & v_8 &= R_C * i_8 \\
v_3 &= rds1 * i_3 & i_9 &= S * C_C * v_9 \\
i_4 &= S * C_{ip} * v_4 & v_{10} &= R_i * i_{10} \\
i_5 &= gm2 * e2 \\
v_6 &= rds2 * i_6
\end{aligned} \tag{4.11}$$

Posteriormente se ingresaron todas las ecuaciones en MATLAB, con lo que obtuvimos la siguiente ecuación:

$$V_o = \frac{(C_c * C_{p1} * R_c * rds1 * rds2 * v_n^2 * S^2 + (C_c * R_c * rds2 * v_n^2 + C_c * rds1 * rds2 * v_n^2 + C_{p1} * rds1 * rds2 * v_n^2 + C_c * R_c * gm1 * rds1 * rds2 * v_n^2) * S + rds2 * v_n^2 + gm1 * rds1 * rds2 * v_n^2)}{(C_c * C_l * C_{p1} * R_c * R_i * rds1 * rds2 * S^3 + (C_c * C_{p1} * R_c * rds1 * rds2 + C_c * C_l * R_i * rds1 * rds2 + C_c * C_{p1} * R_i * rds1 * rds2 + C_l * C_{p1} * R_i * rds1 * rds2 + C_c * C_l * R_c * R_i * rds2 + C_c * C_{p1} * R_c * R_i * rds1 + C_c * C_l * R_c * R_i * gm1 * rds1 * rds2 + C_c * C_{p1} * R_c * R_i * gm2 * rds1 * rds2) * S^2 + (C_c * R_c * R_i + C_c * R_c * rds2 + C_c * R_i * rds1 + C_c * R_i * rds2 + C_l * R_i * rds2 + C_{p1} * R_i * rds1 + C_c * rds1 * rds2 + C_{p1} * rds1 * rds2 + C_c * R_c * R_i * gm1 * rds1 + C_c * R_c * R_i * gm2 * rds2 + C_c * R_c * gm1 * rds1 * rds2 + C_c * R_i * gm1 * rds1 * rds2 + C_c * R_i * gm2 * rds1 * rds2 + C_l * R_i * gm1 * rds1 * rds2 + C_c * R_c * R_i * gm1 * gm2 * rds1 * rds2) * S + R_i + rds2 + R_i * gm1 * rds1 + gm1 * rds1 * rds2)}$$

(4.12)

Despejando la ecuación anterior obtenemos:

$$V_o = \frac{((C_c * R_c * gm1 * rds1 * rds2 * v_n^2) * S + gm1 * rds1 * rds2 * v_n^2)}{((C_c * C_l * R_i * rds1 * rds2 + C_c * C_l * R_c * R_i * gm1 * rds1 * rds2 + (C_c * R_c * gm1 * rds1 * rds2 + C_c * R_i * gm1 * rds1 * rds2 + C_c * R_i * gm2 * rds1 * rds2 + C_l * R_i * gm1 * rds1 * rds2 + C_c * R_c * R_i * gm1 * gm2 * rds1 * rds2) * S + R_i + rds2 + R_i * gm1 * rds1 + gm1 * rds1 * rds2))} \quad (4.13)$$

4.4.2 Ruido Flicker

A pesar de que algunas fuentes de ruidos tienen densidades espectrales de potencia media constantes con la frecuencia, el ruido de los dispositivos reales muestran una tendencia a incrementar su densidad espectral, potencia o frecuencia bajas según una ley $1/f$. Este tipo de ruido se puede observar en varios fenómenos naturales, tanto físicos como biológicos (author?) [23][24].

En el caso de los semiconductores el ruido $1/f$ se origina en la superposición de fenómenos elementales de tipo Lorentziano, lo que quiere decir que están caracterizados por una única constante de tiempo. Algunos de ellos son la captura y recombinación de portadores en "trampas" superficiales y volumétricas. fluctuaciones de movilidad de portadores debido a variaciones de simetría cristalina por las impurezas y minúsculas fluctuaciones térmicas. Las cuales usualmente predominan sobre el ruido blanco por debajo de 2KHz[24].

También aparece ruido $1/f$ en las resistencias por falta de homogeneidad del material. Por ser una componente que se agrega al ruido blanco de origen térmico, se suele denominar en estos casos ruido adicional.

A diferencia del ruido térmico, el ruido $1/f$ circuital aparece siempre cuando hay circulación de corriente. En su forma más general la densidad espectral de este tipo de ruido puede expresarse como:

$$i_n^2(f) = \frac{KI^\beta}{f^\alpha} \quad (4.14)$$

donde:

- I es la corriente media que circula por el dispositivo
- K es la constante que depende del dispositivo específico
- β y α son constantes características del tipo de dispositivo

La corriente I puede fluctuar por causas externas, y de hecho actúa como un parámetro que modula la magnitud del ruido. Un elemento con poca corriente tendrá, bajos niveles de ruido $1/f$, es por esto que los diseños de muy bajo ruido suelen trabajar con corrientes de polarización muy bajas.

En los MOSFET, esta relacionado con los estados de energía atípica que se crean en la interfase entre silicio y el óxido, los cuales tienen un papel de trampas para las cargas.

Análisis de pequeña señal

Como se mencionó en la sección de ruido térmico en el esquema de amplificador de transresistencia el elemento pasivo principal que puede considerarse como una fuente de ruido es la resistencia de retroalimentación que tiene una magnitud de $100\text{ k}\Omega$. Los demás elementos son activos y en el caso de la resistencia de compensación se considera un valor de $10\text{ k}\Omega$. Por lo tanto el ruido reflejado a la entrada está principalmente en la terminal no inversora con un valor de I_f . Para derivar la función de transferencia del circuito mostrado en la Figura: 4.6 con ruido Flicker, se establece el modelo de pequeña señal que se muestra a continuación en la Figura: 4.12

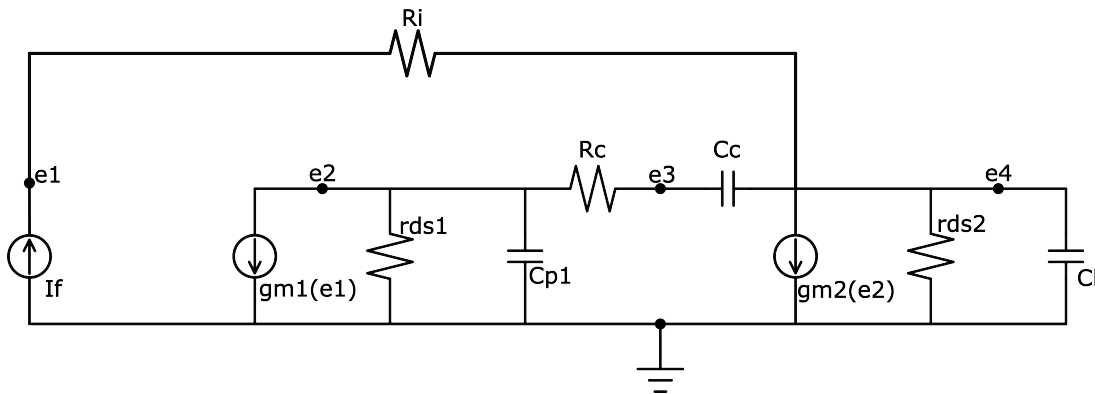


Figure 4.12: Modelo de pequeña señal con ruido Flicker.

Posteriormente obtenemos el grafo Figura: 4.13

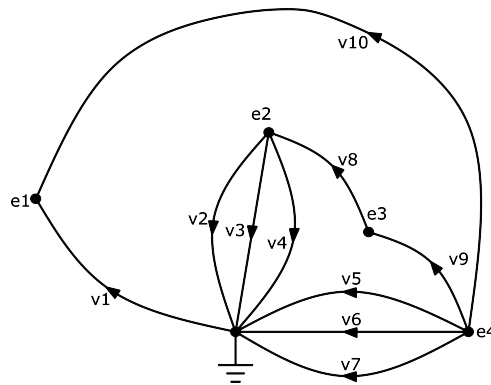


Figure 4.13: Grafo del modelo de pequeña señal con ruido Flicker.

Aplicamos leyes de Kirchhoff obteniendo:

KCL

$$\begin{aligned}
 i_1 + i_{10} &= 0 \\
 -i_2 - i_3 - i_4 + i_8 &= 0 \\
 -i_8 + i_9 &= 0 \\
 -i_5 - i_6 - i_7 - i_9 - i_{10} &= 0
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

KVL

$$\begin{aligned}
 v_1 &= e1 & v_7 &= e4 \\
 v_2 &= e2 & v_8 &= e3 - e2 \\
 v_3 &= e2 & v_9 &= e4 - e3 \\
 v_4 &= e2 & v_{10} &= e4 - e1 \\
 v_5 &= e4 \\
 v_6 &= e4
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

BR

$$\begin{aligned}
 i_1 &= I_f & i_7 &= S * C_L * v_7 \\
 i_2 &= gm1 * e1 & v_8 &= R_C * i_8 \\
 v_3 &= rds1 * i_3 & i_9 &= S * C_C * v_9 \\
 i_4 &= S * C_{ip} * v_4 & v_{10} &= R_i * i_{10} \\
 i_5 &= gm2 * e2 \\
 v_6 &= rds2 * i_6
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

Posteriormente se ingresaron todas las ecuaciones en MATLAB, con lo que obtuvimos la siguiente ecuación:

$$V_o = \frac{(C_c * C_{p1} * I_f * R_c * rds1 * rds2 * S^2 + (C_c * I_f * R_c * rds2 + C_c * I_f * rds1 * rds2 + C_{p1} * I_f * rds1 * rds2 + C_c * I_f * R_c * gm1 * rds1 * rds2) * S + I_f * rds2 + I_f * gm1 * rds1 * rds2)}{(C_c * C_l * C_{p1} * R_c * rds1 * rds2 * S^3 + (C_c * C_l * R_c * rds2 + C_c * C_{p1} * R_c * rds1 + C_c * C_l * rds1 * rds2 + C_c * C_{p1} * rds1 * rds2 + C_l * C_{p1} * rds1 * rds2 + C_c * C_l * R_c * gm1 * rds1 * rds2 + C_c * C_{p1} * R_c * gm2 * rds1 * rds2) * S^2 + (C_c * rds1 + C_c * rds2 + C_l * rds2 + C_{p1} * rds1 + C_c * R_c + C_c * R_c * gm1 * rds1 + C_c * R_c * gm2 * rds2 + C_c * gm1 * rds1 * rds2 + C_c * gm2 * rds1 * rds2 + C_l * gm1 * rds1 * rds2 + C_c * R_c * gm1 * gm2 * rds1 * rds2) * S + gm1 * rds1 + 1)} \tag{4.18}$$

Despejando la ecuación anterior obtenemos:

$$V_o = \frac{((C_c * I_f * R_c * gm1 * rds1 * rds2) * S + I_f * rds2 + I_f * gm1 * rds1 * rds2)}{((C_c * C_l * R_c * gm1 * rds1 * rds2) * S^2 + (C_c * gm1 * rds1 * rds2 + C_c * gm2 * rds1 * rds2 + C_l * gm1 * rds1 * rds2 + C_c * R_c * gm1 * gm2 * rds1 * rds2) * S + 1)} \quad (4.19)$$

.

CAPÍTULO 5

Conclusiones y trabajo futuro

Los sensores electroquímicos sigue siendo un área de oportunidad para el diseño electrónico de aplicación específica porque no existe hasta ahora una estrategia unificada para el diseño de sensores de este tipo.

Lo anterior significa que con la evolución de los materiales y la tecnología de dispositivos integrados surgirán nuevos sensores que tienen características favorables para la transducción electroquímica. La diversidad en los sensores, por lo tanto, requiere de un trabajo continuo para el acondicionamiento de las variables eléctricas que transducen los potenciales iónicos en estos sensores.

Este trabajo de Tesis abordó una estrategia para el modelado de un Transistor de Efecto de Campo Sensitivo a Iones (ISFET) reuniendo las consideraciones para la síntesis del modelo. Este camino no se encuentra en los trabajos que esta Tesis cita, y es una aportación para la generación y mejora de nuevos modelos del ISFET a partir de la teoría de centros activos.

El ISFET es un dispositivo que proporciona ventajas a comparación de los utilizados tradicionalmente: permiten su almacenamiento en seco sin afectar sus propiedades, un diseño compacto, costo de producción reducido, fácil despliegue entre otros. No obstante, la investigación realizada abre las puertas para posibles trabajos futuros además de que sus aplicaciones no deben ser ignoradas puesto a que presentarían grandes avances o mejoras en diversas áreas.

El diseño del circuito de acondicionamiento considera los electrodos de referencia y sensado. Un espejo de corriente es de gran utilidad pero no es suficiente como diseño de un circuito de acondicionamiento. La incorporación del amplificador de transresistencia con la misma tecnología CMOS es un camino que puede llevar a la integración de una celda única de sensado acondicionamiento en circuitos integrados.

Referencias

- [1] L. G. Corona Ramírez, G. S. Abarca Jiménez, and J. Mares Carreño, *Sensores y actuadores. Aplicaciones con Arduino*. 2da ed., Jan. 2019. OCLC: 1229151908. → [p1], [p2], [p3]
- [2] S. Casans Berga, *Desarrollo de una instrumentación electrónica para la medida y caracterización de sensores electroquímicos basados en ISFETs/MEMFETs: aplicación a la determinación de aniones en agua*. Tesis doctoral, UNIVERSIDAD DE VALENCIA DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRÓNICA, Burjassot (Valencia), Mayo 2002. Fecha de consulta, Junio de 2024. → [p1], [p2], [p4], [p9], [p24]
- [3] N. Zine, *Desarrollo y caracterización de sensores químicos de estado sólido para aplicaciones biomédicas*. Tesis doctoral, Universidad Autonoma de Barcelona, Bellaterra (Barcelona), Diciembre 2004. Fecha de consulta, Junio de 2024. → [p1], [p2], [p6], [p12], [p42]
- [4] M. R. G. Moliné and S. Alegret, “Los sensores químicos. una aportación a la instrumentación analítica,” *Educación Química*, vol. 8, no. 4, pp. 191–196, 2018. (Fecha de consulta, 15 Marzo de 2023). → [p1]
- [5] V. Z. Prado Saldaña, “Análisis y comprobación del comportamiento de los transistores de efecto de campo sensibles a iones respecto a los mosfets,” → [p2], [p4]
- [6] M. G. Miguel and E. M. Bolado, *Intrumentación Ellectrónica: Transductores y Acondicionadores de señal*. 4ª ed., Jan. 2015. OCLC: 1229151908. → [p2], [p3]
- [7] B. Razavi, *Design of analog CMOS integrated circuits*. 2da ed., Jan. 2017. OCLC: 1229151908. → [p5], [p31]
- [8] B. Palan, *Design of low noise pH-ISFET microsensors and integrated suspended inductors with increased quality*. Theses, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, Mar. 2002. ISBN 2-913329-81-0. → [p5], [p6], [p7], [p8], [p9]
- [9] S. Chen, *Electronic sensors based on nanostructured field-effect devices*. Tesis doctoral, Uppsala University, Department of Engineering Sciences, Uppsala, Sweden, March 2013. Fecha de consulta, mayo de 2024. → [p8]
- [10] J. Zhang, D. Zhao, H. Yang, C. Li, H. Si, and D. Wu, “Dual-mechanism model to describe the slow response of isfets,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 19, no. 17, pp. 7471–7478, 2019. → [p9], [p10]

- [11] W. Siu and R. Cobbold, "Basic properties of the electrolyte—sio₂—si system: Physical and theoretical aspects," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 26, no. 11, pp. 1805–1815, 1979. → [p9]
- [12] M. J. Milgrew and D. R. S. Cumming, "A proton camera array technology for direct extracellular ion imaging," in *2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 2051–2055, 2008. → [p10]
- [13] E. Moussavi, D. Sisejkovic, A. Singh, D. Kizatov, R. Leupers, S. Ingebrandt, V. Pachauri, and F. Merchant, "A temperature independent readout circuit for isfet-based sensor applications," in *2022 IEEE 23rd Latin American Test Symposium (LATS)*, pp. 1–4, 2022. → [p11]
- [14] G. R. Erick, "Diseño de un circuito de calibración aplicado a sensores isfet." Recuperado de: <https://inaoe.repositorioinstitucional.mx/jspui/bitstream/1009/330/1/GuerreroRE.pdf>, 2012. Fecha de consulta, Marzo de 2024. → [p13], [p16], [p17], [p18], [p24], [p42]
- [15] S. Sinha and T. Pal, "A comprehensive review of fet-based ph sensors: materials, fabrication technologies, and modeling," *Electrochemical Science Advances*, vol. 2, no. 5, p. e2100147, 2022. → [p18]
- [16] J. Zhang, D. Zhao, H. Yang, C. Li, H. Si, and D. Wu, "Dual-mechanism model to describe the slow response of isfets," *IEEE Sensors Journal*, vol. 19, no. 17, pp. 7471–7478, 2019. → [p18]
- [17] L. L. F. da Silva, J. F. de Souza, M. V. Pelegri, C. A. de Moraes Cruz, and V. F. Cardoso, "A novel electrical circuit model for ion-sensitive field-effect transistor," in *2017 2nd International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT)*, pp. 1–5, 2017. → [p18]
- [18] W. Plieth, *Electrochemistry for materials science*. Elsevier, 2008. → [p18]
- [19] S. Martinoia and G. Massobrio, "A behavioral macromodel of the isfet in spice," *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 62, no. 3, pp. 182–189, 2000. → [p18]
- [20] A. S. M. Vázquez, M. E. M. Campaña, M. A. G. Navarro, and E. C. B. Álvarez, "Retos sobre el modelado del transistor de compuerta flotante de múltiples entradas en circuitos integrados-challenges on modeling of floating gate transistor multiple entries integrated circuits," *ReCIBE, Revista electrónica de Computación, Informática, Biomédica y Electrónica*, vol. 1, no. 1, pp. III–III, 2012. → [p20]
- [21] F. Maloberti, *Analog design for CMOS VLSI systems*, vol. 646. Springer Science & Business Media, 2006. → [p27], [p28]
- [22] P. E. Allen and D. Holberg, "Cmos analog integrated circuit design," 2012. → [p28]

- [23] L. A. Miyara, “Introducción al análisis frecuencial y al ruido eléctrico,” *Rosario, Argentina*, 2003. → [p31], [p34]
- [24] J. L. O. Cervantes, *Investigación teórica-experimental de las propiedades de ruido de transistores de alta frecuencia a temperatura criogénica Theorical and experimental research of the noise properties of high frequency transistors at criogenic temperatures*. Tesis doctoral, CICESE, agosto 2008. Fecha de consulta, mayo de 2024. → [p31], [p34]

List of Figures

2.1	Estructura de un MOSFET tipo N [2].	6
2.2	Estructura de MOSFET y ISEFT.. . . .	7
2.3	Modelo de Gouy-Chapman-Stern para la interfase sólido/electrolito.	9
2.4	Estructura de la interfase óxido-electrolito incluyendo la absorción de iones Na^+ y Cl^- según el modelo de centros activos generalizado[3].	12
2.5	Distribución de carga y modelo capacitivo de la doble capa eléctrica: SS= superficie del sólido; OHP=plano externo Helmholtz; ϕ = potencial interno; σ =exceso de carga; d_H =distancia de la superficie del sólido al punto más cercano de los iones[14].	13
3.1	Esquema eléctrico de conexiones[14].	16
3.2	Modelo equivalente propuesto para el MIM-ISFET	17
3.3	Modelo equivalente del MIM-ISFET para la simulación con compuerta flotante.	20
3.4	Macromodelo comportamental del MIM-ISFET.	21
3.5	Esquema eléctrico para caracterización del modelo de MIM-ISFET	21
3.6	Curvas I-V del macromodelo simulado en VIRTUOSO	22
3.7	Gráfica de la sensibilidad simulada del MIM-ISFET con un $V_g = 0.6V$	22
3.8	Gráfica de la sensibilidad simulada del MIM-ISFET con un $V_g = 0.8V$	23
3.9	Gráfica de la sensibilidad simulada del MIM-ISFET con un $V_g = 1.2V$	23
4.1	Implementación de MIM-ISFET a espejo de Corriente.	25
4.2	Respuesta de la corriente del MIM-ISFET con el espejo de corriente.	26
4.3	OTA Single-ended	26
4.4	Par Diferencial	27
4.5	Estructura interna de OTA (Operational Transconductance Amplifier)	28
4.6	Circuito de acondicionamiento	29
4.7	Modelo de pequeña señal.	30
4.8	Grafo	30
4.9	Respuesta del V_o con el circuito de acondicionamiento	31
4.10	Modelo de pequeña señal con ruido térmico	32
4.11	Grafo del modelo de pequeña señal con ruido térmico	32
4.12	Modelo de pequeña señal con ruido Flicker.	35
4.13	Grafo del modelo de pequeña señal con ruido Flicker.	35

List of Tables

3.1	Características del MIM-ISFET	22
4.1	Características del Espejo de corriente	25
4.2	Características del OTA	29

CAPÍTULO 6

Anexo

6.1 Anexo A. Código en MATLAB para análisis en pequeña señal.

```
1  clc;
2
3  syms i1 i2 i3 i4 i5 i6 i7 i8 i9 i10 i11 e1 e2 e3 e4 vip v1 v2
      v3 v4 v5 v6 v7 v8 v9 v10 v11 gm1 gm2 rds1 rds2 Ri Rc Cin
      Cp1 Cc Cl S
4  %KCL
5  eq1= i1+i11-i2;
6  eq2= i9-i3-i4-i5;
7  eq3= -i6-i7-i8-i10-i11;
8  eq4= i10-i9;
9
10 %KVL
11 eq5= v1-e1;
12 eq6= v2-e1;
13 eq7= v3-e2;
14 eq8= v4-e2;
15 eq9= v5-e3;
16 eq10= v6-e3;
17 eq11= v7-e3;
18 eq12= v8-e3;
19 eq13= v9-e4+e2;
20 eq14= v10-e3+e4;
21 eq15= v11-e3+e1;
22
23 %BR
24 eq16= v1-vip;
25 eq17= i2-S*Cin*v2;
```



```

26 eq18= i3-gm1*e1;
27 eq19= v4-rds1*i4;
28 eq20= i5-S*Cp1*v5;
29 eq21= i6-gm2*e2;
30 eq22= v7-rds2*i7;
31 eq23= i8-S*Cl*v8;
32 eq24= v9-Rc*i9;
33 eq25= i10-S*Cc*v10;
34 eq26= v11-Ri*i11;
35
36
37
38 S1=solve(eq1 ,eq2 ,eq3 ,eq4 ,eq5 ,eq6 ,eq7 ,eq8 ,eq9 ,eq10 ,
           eq11 ,eq12 ,eq13 ,eq14 ,eq15, eq16, eq17, eq18, eq19, eq20
           , eq21, eq22, eq23, eq24, eq25, eq26, i1, i2 ,i3 ,i4 ,i5 ,
           i6 ,i7 ,i8 ,i9 , i10,i11,v1, v2 ,v3 ,v4 ,v5 ,v6 ,v7 ,v8,v9 ,
           v10,v11, e1, e2 ,e3 ,e4);
39 R=S1.e3;
40 R1=simplify(R);
41 R2=collect(R1,S)
42 pretty(R2)

```

6.2 Anexo B. Código en MATLAB para análisis en pequeña señal con ruido térmico.

```

1  clc;
2
3  syms i1 i2 i3 i4 i5 i6 i7 i8 i9 i10 e1 e2 e3 e4 v1 v2 v3 v4 v5 v6 v7
      v8 v9 v10 gm1 gm2 rds1 rds2 Ri Rc Cp1 Cc Cl S vn
4  %KCL
5  eq1= -i2-i3-i4+i8;
6  eq2= -i8+i9;
7  eq3= -i5-i6-i7-i10-i9;
8  eq4= i1+i10;
9
10 %KVL
11 eq5= v1-e4;
12 eq6= v2-e1;
13 eq7= v3-e1;
14 eq8= v4-e1;
15 eq9= v5-e3;
16 eq10= v6-e3;

```

```

17 eq11= v7-e3;
18 eq12= v8-e2+e1;
19 eq13= v9-e3+e2;
20 eq14= v10-e3+e4;
21
22 %BR
23 eq15= v1-vn^2;
24 eq16= i2-gm1*e1;
25 eq17= v3-rds1*i3;
26 eq18= i4-S*Cp1*v4;
27 eq19= i5-gm2*e2;
28 eq20= v6-rds2*i6;
29 eq21= i7-S*Cl*v7;
30 eq22= v8-Rc*i8;
31 eq23= i9-S*Cc*v9;
32 eq24= v10-Ri*i10;
33
34
35
36
37 S1=solve(eq1 ,eq2 ,eq3 ,eq4 ,eq5 ,eq6 ,eq7 ,eq8 ,eq9 ,eq10 ,eq11 ,
           eq12 ,eq13 ,eq14 ,eq15, eq16, eq17, eq18, eq19, eq20, eq21,
           eq22, eq23, eq24, i1, i2 ,i3 ,i4 ,i5 ,i6 ,i7 ,i8, i9, i10,v1, v2
           ,v3 ,v4 ,v5 ,v6 ,v7 ,v8,v9,v10, e1, e2 ,e3 ,e4);
38 R=S1.e3;
39 R1=simplify(R);
40 R2=collect(R1,S)
41 pretty(R2)

```

6.3 Anexo C. Código en MATLAB para análisis en pequeña señal con ruido Flicker.

```

1 clc;
2
3 syms i1 i2 i3 i4 i5 i6 i7 i8 i9 i10 e1 e2 e3 e4 v1 v2 v3 v4 v5 v6 v7
   v8 v9 v10 gm1 gm2 rds1 rds2 Ri Rc Cp1 Cc Cl S vn If
4 %KCL
5 eq1= -i1+i10;
6 eq2= -i2-i3-i4+i8;
7 eq3= -i8+i9;
8 eq4= -i5-i6-i7-i9-i10;
9
10 %KVL
11 eq5= v1-e1;

```

```

12 eq6= v2-e2;
13 eq7= v3-e2;
14 eq8= v4-e2;
15 eq9= v5-e4;
16 eq10= v6-e4;
17 eq11= v7-e4;
18 eq12= v8-e3+e2;
19 eq13= v9-e4+e3;
20 eq14= v10-e4+e1;
21
22 %BR
23 eq15= i1-If;
24 eq16= i2-gm1*e1;
25 eq17= v3-rds1*i3;
26 eq18= i4-S*Cp1*v4;
27 eq19= i5-gm2*e2;
28 eq20= v6-rds2*i6;
29 eq21= i7-S*Cl*v7;
30 eq22= v8-Rc*i8;
31 eq23= i9-S*Cc*v9;
32 eq24= v10-Ri*i10;
33
34
35
36
37 S1=solve(eq1 ,eq2 ,eq3 ,eq4 ,eq5 ,eq6 ,eq7 ,eq8 ,eq9 ,eq10 ,eq11 ,
           eq12 ,eq13 ,eq14 ,eq15, eq16, eq17, eq18, eq19, eq20, eq21,
           eq22, eq23, eq24, i1, i2 ,i3 ,i4 ,i5 ,i6 ,i7 ,i8, i9, i10,v1, v2
           ,v3 ,v4 ,v5 ,v6 ,v7 ,v8,v9,v10, e1, e2 ,e3 ,e4);
38 R=S1.e3;
39 R1=simplify(R);
40 R2=collect(R1,S)
41 pretty(R2)

```