

# CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS AVANZADOS DEL IPN.

Departamento de Ingeniería Eléctrica.

Área: Electrónica del Estado Sólido.

## Análisis térmico y diseño de los circuitos de control y de lectura de un sensor de gas MEM.

Tesis que presenta:  
Ing. Adolfo Tavira Fuentes.

para obtener el grado de:  
Maestro en Ciencias.

en la Especialidad de:  
Ingeniería Eléctrica.

Director de la Tesis:  
Dr. Mario Alfredo Reyes Barranca

---



# Contenido.

Abstarct.....	I
Objetivos.....	1
Introducción.....	2
1. Marco Teórico.....	4
1.1. Sistemas Micro-Electro-Mecánicos (MEMS).....	4
1.1.1. Descripción de los MEMS.....	5
1.1.2. Ventajas de los MEMS .....	7
1.2. Microsensores.....	8
1.2.1. Sensores Térmicos.....	10
1.2.1.1. Elementos Microsensores Térmicos.....	10
1.2.1.2. Microestructuras Térmicas.....	13
1.2.2. Sensores Químicos.....	18
1.2.2.1. Sensores Químicos Basados en la Tecnología CMOS.....	20
1.2.2.2. Sensores Electroquímicos.....	20
1.2.3. Micro-Placas-Calientes (MPCs).....	26
1.3. Transferencia de Calor.....	27
1.3.1. Transferencia de Calor por Conducción.....	27
1.3.1.1. Ley de Fourier de Conducción de Calor.....	28
1.3.1.2. La Ecuación de Conducción de Calor.....	29
1.3.2. Transferencia de Calor por Convección.....	31
1.3.2.1. Ley de Newton de Enfriamiento.....	31
1.3.2.2. Interacción Sólido-Fluido.....	33
1.3.3. Transferencia de Calor por Radiación.....	34
1.3.4. Condiciones de Frontera.....	34
1.3.4.1. Condiciones de Frontera de Primer Tipo.....	34
1.3.4.2. Condiciones de Frontera de Segundo Tipo.....	35
1.3.4.3. Condiciones de Frontera de Tercer Tipo.....	35
1.3.5. Conducción de Calor en Estructuras Multicapa.....	36
1.4. Sumario.....	38
Referencias.....	39
2. Análisis Térmico del Sensor de Gas MEM.....	41
2.1. El Sensor de Gas MEM.....	41
2.2. Modelo Electro-Térmico del Sensor de Gas MEM.....	43
2.2.1. Modelo de Transferencia de Calor.....	44
2.3. Solución Analítica de la Conducción de Calor en Estado Transitorio del Sensor de Gas MEM con Condiciones de Frontera Arbitrarias.....	56
2.3.1. Planteamiento del Problema de Conducción de Calor en la MPC.....	57
2.3.2. Método de Solución.....	58
2.4. Análisis Térmico de la Micro-Placa-Caliente en Estado Estable.....	65
2.5. Sumario.....	73
Referencias.....	74



---

3. Circuitos de Control y de Lectura del Sensor de Gas MEM.....	76
3.1. Circuito de Control.....	76
3.1.1. Diseño del Comparador con Histéresis.....	77
3.1.2. Diseño del Amplificador Operacional.....	80
3.1.3. Diseño de la Fuente de Corriente Para el Microcalefactor.....	92
3.2. Circuito de Lectura.....	96
3.3. Diseño Topológico de los Circuitos de Control y de Lectura.....	104
3.3.1. Diseño Topológico del Circuito de Control.....	104
3.3.2. Diseño Topológico del Circuito de Lectura.....	106
3.3.3. Diseño Topológico del Sensor de Gas MEM.....	107
3.4. Sumario.....	108
Referencias.....	109
4. Conclusiones.....	111
Trabajos a Futuro.....	113

---



---

## Abstract

In this work, the electrothermal model of a microelectromechanical (MEM) gas sensor is presented, as well as a simulation approach that computes the electrothermal behavior in transient state of a MEM gas sensor and that it is compatible with the model used in integrated circuits, using commercial circuit simulators (e.g. SPICE). This analysis of the electrothermal behavior is useful in order to calculate the current magnitude that it should be applied to the microheater contain in the microhotplate (MHP) of the MEM gas sensor in order to reach the necessary level of temperature to activate the sensing mechanism. The results are based on the solution of the system of equations that governs the heat transport in the device. Furthermore the design and simulations of the control and readout circuits are presented as well as geometric design of the MEM gas sensor, such designs are based in the resulting values of electrothermal analysis. The basic purpose of this work is achieving a monolithic integration such as the gas microsensor as well as of the control and readout circuits.



## Objetivos.

El objetivo de este trabajo es llevar a cabo el diseño y simulación de los circuitos de control y de lectura de un sensor de gas MEM, circuitos capaces de controlar la magnitud de corriente que debe ser aplicada al sensor y mantenerlo en un rango de temperaturas, en donde dicho sensor pueda detectar y registrar las especies gaseosas de interés, de tal forma que se pueda determinar el grado de concentración de las partículas de gas que se encuentren presentes en el ambiente. Por lo anterior es necesario realizar un análisis del comportamiento electrotérmico de la estructura sensora, ya que como resultado de la miniaturización de dicho dispositivo, la transferencia de calor resulta como uno de los principales problemas en el diseño de los circuitos integrados y chips. Se incluyen además los diseños geométricos ó topológicos de los circuitos de control y de lectura.

La motivación en la utilización de los sistemas micro-electro-mecánicos (MEMS), es debido a que este tipo de dispositivos ofrecen la ventaja de poder integrar monolíticamente al sistema sensor, es decir, la integración tanto del sensor de gas MEM así como de los circuitos de control y procesamiento de señal en un sólo sustrato de silicio o chip. Obteniéndose de esta manera, ventajas significativas como confiabilidad, bajo consumo de potencia, optimización en área y bajo costo de fabricación.



# Introducción.

Desde la invención del transistor y del circuito integrado (IC) se ha alcanzado un gran desarrollo en la industria de la electrónica, con lo que ha sido posible implementar sistemas electrónicos en un solo sustrato de silicio, que pueden ser fabricados en obleas de silicio sobre las cuales se realizan cientos o miles de circuitos integrados simultáneamente. Esta producción paralela usualmente referida como procesamiento por "lote" ha permitido a las grandes compañías electrónicas producir grandes cantidades de circuitos a un bajo precio. Este mismo concepto, el cual ha hecho a la microelectrónica tan exitosa, puede ser adoptado en la realización de estructuras mecánicas de pequeño tamaño, bajo consumo de potencia, bajo costo y con un alto rendimiento.

El silicio, además de ser un buen material para la fabricación de dispositivos microelectrónicos, tiene excelentes propiedades mecánicas, por lo cual el silicio monocristalino usado en la industria microelectrónica, puede también ser empleado para producir dispositivos micromaquinados utilizando los procesos de ataque y litografía de la industria de circuitos integrados en escala micrométrica.

Uno de los principales objetivos en microingeniería es ser capaz de integrar circuitos microelectrónicos dentro de estructuras micromaquinadas, para generar sistemas completamente integrados llamados microsistemas. La construcción de estos microsistemas involucra varios retos, ya que estos diseños incluyen no sólo la unión del dominio analógico y digital, sino también del dominio magnético, mecánico, biológico, químico o eléctrico. Estos microsistemas pueden tener las mismas ventajas de bajo costo, confiabilidad y pequeño tamaño como los chips de silicio producidos en la industria microelectrónica.

Diferentes principios de clasificación han sido propuestos para separar a la familia de los microsistemas en grupos significativos. Por ejemplo, el principio usado con mayor frecuencia distingue a los microsistemas de acuerdo a su método de fabricación. Esto es, dispositivos fabricados por tecnologías de circuitos integrados basadas en silicio, incluyendo procesos de micromaquinamiento en volumen y maquinamiento superficial.

Un segundo principio distingue a los microsistemas en términos de su modo de integración: sistemas monolíticos en el cual los componentes son completamente localizados en un solo chip, y son distinguidos de los módulos multichip cuyos componentes son conectados eléctricamente. Otros modos de interconexión, incluyen enlaces de radio frecuencia (RF) inalámbricos que pueden ser potencialmente usados como fuentes de alimentación para sensores y/o para leer su información de salida.

En este trabajo se presenta el análisis térmico de un sensor de gas MEM (micro-electro-mecánico), el cual resulta útil para el diseño de los circuitos de control y lectura de dicho sensor de gas, estos circuitos deberán ser integrados en un mismo sustrato de silicio, es decir, en un mismo chip, de tal manera que se obtenga un sensor de gas MEM. El propósito básico de este trabajo es describir el comportamiento térmico del sensor de gas, debido a que este tipo de dispositivos son activados por medios térmicos, además se describe el diseño y funcionamiento de los circuitos de control y lectura del sensor de gas MEM.



---

# CAPÍTULO UNO

MARCO

TEÓRICO.

---

# 1. Marco Teórico.

## 1.1. Sistemas Micro-Electro-Mecánicos (MEMS).

El principal campo de investigación en tecnología de microsistemas son los Sistemas-Micro-Electro-Mecánicos (MEMS), los cuales han tenido un gran crecimiento en las últimas décadas, ya que se han desarrollado en diversos campos de la ingeniería y en donde la investigación es basada principalmente en materiales semiconductores y procesos de fabricación por lotes de la industria de los circuitos integrados.

Para visualizar a los microsistemas en su conjunto, observe el diagrama a bloques de la figura 1.1, en la cual se muestra un panorama general sobre los microsistemas junto con algunas de las áreas de aplicación.

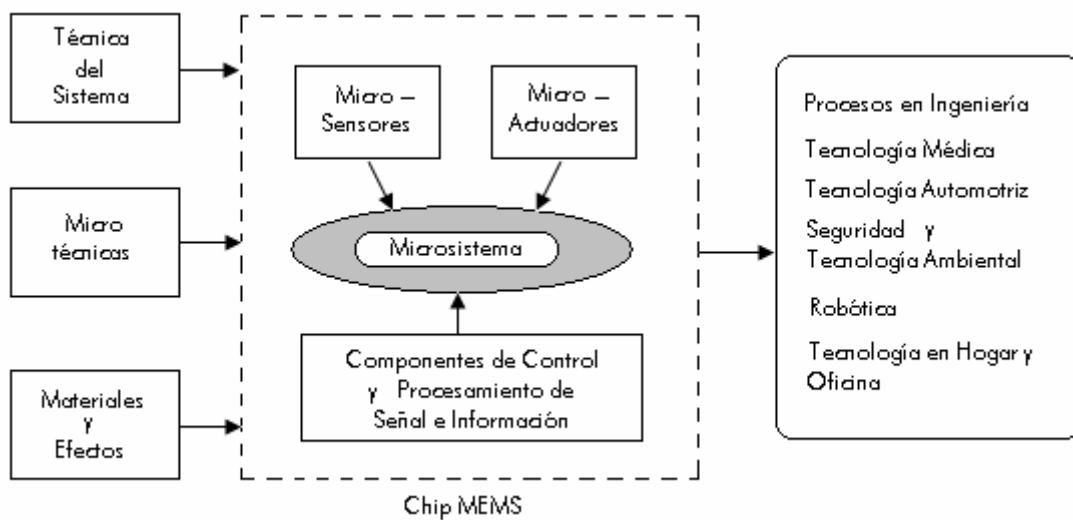


Fig. 1.1. Apreciación global de los microsistemas y los elementos de los MEMS.

Una de las soluciones atractivas para el desarrollo de los MEMS es hacer que las técnicas de fabricación de tales dispositivos, sean compatibles con las del procesamiento de silicio. En otras palabras, que procesos de fabricación CMOS utilizados en el desarrollo de circuitos integrados (IC), puedan ser combinados con pre-procesamientos y post-procesamientos CMOS, los cuales son denominados como técnicas de micromaquinamiento [1,5].

El rápido crecimiento de la tecnología de los MEMS, debido a los avances en desarrollos teóricos y resultados experimentales, ha generado un patrón en diversos desarrollos, tales como en la industria automotriz, computadoras, medicina, salud, manufactura, transporte, seguridad, etc. Una de las aplicaciones comunes de estos dispositivos y que es la aplicación de interés en este trabajo son los microsensores de gas, por tal motivo se enfocará en el estudio de los microsensores más que en los microactuadores que componen a los dispositivos MEMS.

Disminuir costos, espacio y mejorar factores de calidad como confiabilidad, tiempo de vida y beneficios adicionales son algunos de los principales requerimientos para el desarrollo de nuevos productos. Dispositivos y tecnología MEMS proporcionan soluciones en casi todos los campos de aplicación, que satisfacen dichos requerimientos, utilizando procesos de fabricación conocidos en tecnología microelectrónica.





## ¿Qué son los MEMS?

Se puede definir a los Sistemas Micro-Electro-Mecánicos (MEMS) como la integración de microdispositivos mecánicos, sensores, actuadores y componentes electrónicos de control y procesamiento de señales e información en un mismo sustrato de silicio a través de la tecnología de microfabricación. Por lo tanto los MEMS:

1. Convierten estímulos físicos, eventos o parámetros en señales eléctricas, mecánicas, ópticas y viceversa.
2. Realizan una acción y sentido.
3. Incluyen control (inteligencia, toma de decisiones, evolución en aprendizaje, adaptación, autoorganización, etc.), diagnóstico, procesamiento de señal, características de adquisición de datos, componentes electromecánicos, electrónicos, ópticos y biológicos a microescala (estructuras, dispositivos y subsistemas).

Mientras los componentes electrónicos son fabricados usando procesos de fabricación de circuitos integrados (IC), tales como procesos CMOS, bipolares ó BICMOS, los componentes micromecánicos son fabricados usando procesos compatibles de micro-maquinado (superficial o en volumen) que atacan áreas selectivas de la oblea de silicio o incorporan nuevas estructuras para formar los dispositivos electromecánicos [1].

Existen dos tipos de microsistemas integrados:

1. **Integración monolítica.** Es cuando los dispositivos MEMS y los circuitos integrados se encuentran en la misma pieza de silicio o chip.
2. **Integración en un encapsulado.** Es cuando los dispositivos MEMS y los circuitos se encuentran en un mismo encapsulado pero no en el mismo chip.

Los MEMS prometen revolucionar casi todas las categorías de componentes en silicio basados en la microelectrónica, haciendo posible la realización de sistemas completos en un solo chip ó en un mismo encapsulado como se mencionó anteriormente [2]. MEMS es una tecnología que permite el desarrollo de dispositivos inteligentes, aumentando la habilidad computacional de componentes microelectrónicos con la percepción y capacidades de control de microsensores y microactuadores, expandiendo así el espacio de posibles diseños y aplicaciones.

Generalmente la tecnología de los MEMS involucra en su comportamiento campos acoplados, es decir, combina dos o más dominios de energía, los cuales pueden ser eléctrica, óptica, mecánica ó térmica. El dominio térmico es sin duda uno de los más prevaletentes en dispositivos MEMS, debido a que elevadas temperaturas son requeridas para activar tales dispositivos o por acoplamientos indeseables al dispositivo [3]. Algunas de las aplicaciones incluyen micromotores, microbombas, microsensores de presión, microsensores de gas, microsensores de flujo térmico, etc. [2,3].

### 1.1.1. Descripción de los MEMS.

De acuerdo al diagrama a bloques mostrado en la figura 1.1, se pueden identificar los bloques funcionales correspondientes a los dispositivos MEMS, los cuales son microsensores, microactuadores (si éstos están presentes) y componentes de control y procesamiento de señal e información. Para el entendimiento de la operación de los MEMS se considera cada bloque por separado.



### **Microsensores.**

Los microsensores, como su nombre lo indica, son dispositivos sensores en la escala micrométrica, por lo que son diferenciados de otros sensores por su tamaño pequeño y por las técnicas usadas en su manufactura. Los microsensores usados en MEMS regularmente producen una señal eléctrica de salida que corresponde, en cierta proporción, a una cantidad física, química o biológica, tal como presión, calor, campo magnético, moléculas biológicas, etc. Los microsensores tienen la ventaja de sensor con exactitud una cantidad mínima de la muestra en comparación con los sensores de tamaño común.

La función principal de los microsensores dentro de los MEMS es captar y reunir información del ambiente que nos rodea, ya sean medidas mecánicas, térmicas, biológicas, ópticas o fenómenos magnéticos y convertirla en una señal o información que pueda ser manejable por otros dispositivos. Frecuentemente para obtener el valor de una medida, primero es convertida en una forma que puede fácilmente ser detectada por un sensor. Por ejemplo, un desplazamiento puede ser convertido en un cambio de intensidad de luz, que puede ser detectado por un fotodiodo [2]. Un sensor térmico puede captar los niveles de temperatura de un calefactor y convertirlos en impulsos eléctricos que puedan ser medidos mediante otros dispositivos y así poder determinar a qué nivel de temperatura se encuentra el calefactor.

### **Microactuadores.**

Los microactuadores, son dispositivos actuadores de tamaño pequeño, del orden micrométrico, que convierten una señal eléctrica en una cantidad no eléctrica. Estos actuadores responden de tal forma que pueden comandar estímulos (señales de control) y desarrollar un desplazamiento o una fuerza. Por ejemplo alerones, elevadores, aletas y timones de aviones avanzados pueden ser controlados por microactuadores usando tecnología MEMS [2].

### **Componentes de Control y Procesamiento de Señal e Información.**

Varios efectos y fenómenos físicos o químicos, como ya se mencionó, pueden ser aplicados para la conversión de señales en microsensores o microactuadores. Sin embargo algunas de sus aplicaciones están limitadas debido a una inherente no linealidad o influencia de errores debido al cambio en otras cantidades o dominios de energía, por ejemplo, no linealidades debido a los efectos que puedan provocar los cambios de temperatura en el ambiente. Por lo que los componentes de control y procesamiento resultan de gran utilidad ya que pueden eliminar algunos de los fenómenos que lleguen a afectar la medición o monitoreo de señales e información, por lo que dichos componentes pueden ser considerados como un módulo de acondicionamiento de señal para que de esta manera puedan ser manejables por otros dispositivos y así poder lograr un mejor control y lectura de la información.

Los circuitos integrados microelectrónicos pueden ser el pensamiento ó cerebro de los MEMS, de tal forma que aumenten la capacidad en la toma de decisiones, y de esta manera permitan al microsistema sensor y controlar los parámetros físicos de interés. Los componentes electrónicos entonces, procesan la información derivada de los sensores y a través de su capacidad de toma de decisiones, dirigen a los actuadores para responder por movimiento, posicionamiento, regulación, bombeo o filtrado, controlando así al ambiente para algunos propósitos o resultados deseados; de esta manera se ofrece la posibilidad de una integración monolítica, reduciendo así tanto el costo en su fabricación como el consumo de potencia del dispositivo o chip.



### 1.1.2. Ventajas de los MEMS.

Las ventajas de los MEMS son brevemente descritas en la tabla 1.1, mientras que en la tabla 1.2 se muestran sus estados actuales y barreras de desarrollo.

Tabla 1.1. Ventajas de los MEMS.

---

⇒ <b>Alto Funcionamiento.</b>
• Elementos de tamaño pequeño.
○ Bajo peso.
○ Rápido, preciso y mayor tiempo de vida.
○ Mayor área para razones volumétricas.
○ Mejor aislamiento y protección.
⇒ <b>Bajo Costo.</b>
• Fabricación avanzada.
○ Automatizado
○ Fabricación por lotes
○ Ataque químico, plasma, etc.
○ Bajo costo de fabricación.
• Menos material.
○ Capas y películas delgadas con geometrías complejas.
⇒ <b>Integración Monolítica.</b>
• Circuitos electrónicos sobre el sistema.
○ Circuitos inteligentes integrados en el mismo chip.
○ Redes de multiplexado mediante buses de datos.
○ Componentes electrónicos y mecánicos integrados en el mismo sustrato de silicio.
○ Bajo consumo de potencia
• Flexibilidad en el diseño del sistema.
○ Sensores y actuadores económicos.
○ Sensores y actuadores pueden ser usados en gran número debido a su tamaño pequeño.

---

Tabla 1.2. Estados actuales y barreras de los MEMS.

---

⇒ <b>Estados Actuales.</b>
• Funcionalidad demostrada.
○ Diseños desarrollados han sido fabricados y probados.
○ Los procesos de micromaquinamiento de silicio ya han sido probados.
○ La confiabilidad de sistemas complejos ya ha sido demostrada.
⇒ <b>Barreras para progreso.</b>
• Herramientas de diseño.
○ Para sensores, actuadores, sistemas, geometría, procesos electrónicos y electromecánicos.
• Recursos de fabricación.
○ VLSI, micromaquinamiento de Si, LIGA [2], entre otros.
• Encapsulado e Integración.
○ Desarrollo de sistemas reales y prácticos para comercialización.
• Arquitectura de sistemas.
○ Explorar sistemas con mayor número de subcomponentes.
○ Sistemas con multiplexado e inteligencia local.
○ Integración de sistemas complejos.

---

El progreso significativo de la tecnología CMOS permite a la industria fabricar sensores y actuadores a microescala con sus correspondientes circuitos electrónicos. Esto garantiza un gran avance ofreciendo confiabilidad y seguridad en el uso de los MEMS. El campo de los MEMS ha sido manejado gracias a rápidos progresos en circuitos integrados VLSI, dispositivos de estado sólido, materiales, microprocesadores, memorias, procesadores de señal digital (DSPs) que han revolucionado la instrumentación, control y diseño de sistemas. Además, este progreso ha llevado a un gran crecimiento en el procesamiento de datos y comunicación en sistemas de alto funcionamiento. Es evidente que en los MEMS se han encontrado aplicaciones en un amplio arreglo de dispositivos a microescala (acelerómetros, sensores de presión, sensores de gas, bombas, válvulas, etc) debido a su extremadamente alto nivel de integración entre componentes electromecánicos, microelectrónicos, ópticos y mecánicos con bajo costo, mantenimiento, exactitud, eficiencia, confiabilidad y funcionalidad.

## 1.2. Microsensores.

El progreso arrollador en la microelectrónica durante las últimas décadas ha afectado significativamente el estilo de vida de nuestra generación. Esto también originó un crecimiento necesario para sensor información del mundo real, incluyendo así variables mecánicas tales como temperatura, presión, aceleración y fuerza. La tecnología de sensores de estado sólido y en particular la tecnología CMOS, es capaz de proporcionar soluciones técnicas en la escala micrométrica a un bajo costo para la producción en serie de tales dispositivos microelectrónicos.

La palabra sensor es derivada del latín "sentire" la cual significa "percibir". Por lo que un sensor es un dispositivo que responde a un estímulo físico o químico (tal como calor, luz, sonido, presión, magnetismo, etc.) y transmite un impulso resultante (ya sea para medición o para activación). De esta manera, un sensor puede detectar una cantidad no eléctrica ( $\bar{E}$ ) de entrada y convertirla en una señal eléctrica ( $E$ ) de salida; recíprocamente, un actuador puede ser definido como un dispositivo que convierte una señal eléctrica ( $E$ ) de entrada en una cantidad no eléctrica ( $\bar{E}$ ) de salida, ver figura 1.2.

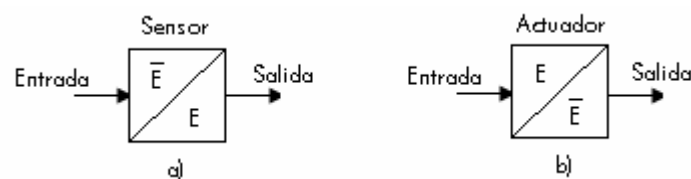


Fig. 1.2. Representación básica de Entrada-Salida

- a) Sensor
- b) Actuador.

Una característica clave de un sensor o actuador es la conversión de energía de un dominio a otro. Por lo que estos dispositivos pueden ser clasificados de acuerdo al dominio de energía. Existen seis principales dominios de energía los cuales se listan a continuación con sus símbolos correspondientes:

- Eléctrica  $E$
- Térmica  $T$
- Radiación  $R$
- Mecánica  $Me$
- Magnética  $M$
- Bio(Química)  $Q$

Por ejemplo, la figura 1.3 muestra los seis dominios de energía o señales y los vectores que definen los tipos convencionales de sensores y actuadores.

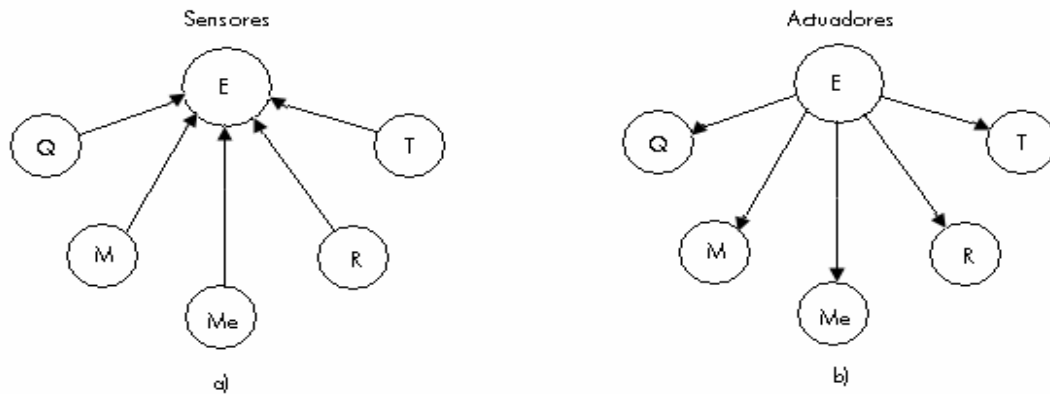


Fig. 1.3. Representación vectorial de a) sensores y b) actuadores con los respectivos dominios de energía.

Para comparar sensores y obtener un panorama general de ellos, una clasificación esquemática y flexible ha sido propuesta por White [6]. En la tabla 1.3 se pueden observar a los parámetros, los cuales son definidos como las cantidades, propiedades o condiciones de entrada y que son detectadas o medidas mediante los sensores.

Tabla 1.3. Parámetros.

#### 1. Acústica.

- 1) Amplitud de onda, fase, polarización, espectro
- 2) Velocidad de onda

#### 2. Biológica.

- 1) Biomasa (identidades, concentraciones, estados)

#### 3. Química.

- 1) Componentes (identidades, concentraciones, estados)

#### 4. Eléctrica.

- 1) Carga, corriente
- 2) Potencial, diferencia de potencial
- 3) Campo eléctrico (amplitud, fase, polarización, espectro)
- 4) Conductividad
- 5) Permitividad

#### 5. Magnética.

- 1) Campo magnético (amplitud, fase, polarización, espectro)
- 2) Flujo magnético
- 3) Permeabilidad

#### 6. Mecánica.

- 1) Posición (lineal, angular)
- 2) Velocidad
- 3) Aceleración
- 4) Fuerza
- 5) Presión
- 6) Tensión
- 7) Masa, densidad
- 8) Momento, torque
- 9) Velocidad de flujo, razón de transporte de masa



- 
- 10) Forma, rugosidad, orientación
  - 11) Rigidez
  - 12) Viscosidad
  - 13) Cristalinidad, integridad estructural
- 7. Óptica.**
- 1) Amplitud de onda, fase, polarización, espectro
  - 2) Velocidad de onda
- 8. Radiación.**
- 1) Tipo
  - 2) Energía
  - 3) Intensidad
- 9. Térmica.**
- 1) Temperatura
  - 2) Flujo
  - 3) Calor específico
  - 4) Conductividad térmica
- 

Los parámetros listados en la tabla 1.3 están estrechamente relacionados a los seis tipos de dominios de energía. Sin embargo, algunos dominios de energía son subdivididos en dos grupos de parámetros: los parámetros químicos y biológicos pertenecen al dominio de energía bio(química); parámetros acústicos y mecánicos son relacionadas al dominio mecánico y los parámetros ópticos y de radiación pertenecen al dominio de radiación.

El sensor semiconductor es diferenciado de otros sensores de estado sólido por su tamaño pequeño y por las técnicas usadas en su manufactura, por lo que usualmente pueden ser referidos como microsensores, los cuales son fabricados predominantemente usando tecnologías de micromaquinamiento superficial o en volumen. En esta sección se pondrá principal atención en sensores térmicos y sensores químicos ya que son un factor importante para la realización del sensor de gas micro-electro-mecánico (MEM) así como para el diseño de los circuitos de control y lectura del mismo, ya que son el objetivo del presente trabajo.

### 1.2.1. Sensores Térmicos.

En esta sección se describen los principales grupos de sensores térmicos, sensores que perciben cantidades físicas para convertirlas en cantidades térmicas tales como temperatura, flujo de calor o conductividad térmica para posteriormente convertir dichas cantidades térmicas en señales eléctricas. Un sensor térmico opera en tres pasos (con la excepción del sensor de temperatura, los cuales convierten desde el dominio térmico al eléctrico). A continuación se enuncian los tres pasos involucrados en este tipo de sensores:

1. Una señal no térmica es convertida en un flujo de calor.
2. El flujo de calor es convertido, dentro del dominio térmico, en una diferencia de temperatura.
3. La diferencia de temperatura es convertida en una señal eléctrica.

#### 1.2.1.1. Elementos Microsensores Térmicos.

Los elementos sensores de temperatura constituyen una parte importante de los sensores térmicos, por lo que los sensores térmicos más importantes son los de temperatura. Casi todas las propiedades de los materiales tienen dependencia significativa de la temperatura,



por lo que en microestructuras mecánicas algunas de sus propiedades varían de acuerdo a la temperatura de operación. El efecto de la temperatura puede, algunas veces, ser reducido seleccionando materiales con un coeficiente de temperatura bajo [5]. Sin embargo, cuando se usan materiales estándar como silicio, el diseño de estructuras puede ser modificado de tal manera que se puedan compensar los efectos indeseables.

### Resistivos.

Convencionalmente, la temperatura de un objeto puede ser medida usando un resistor de platino, un termistor o un termopar. Los sensores térmicos resistivos aprovechan la propiedad básica del material que es su resistividad eléctrica  $\rho$  y/o su resistencia  $R$  la cual varía con la temperatura absoluta  $T$ . En el caso de resistores metálicos, el comportamiento es usualmente bien descrito por un polinomio de segundo orden:

$$\rho(T) = \rho_0(1 + \alpha_T T + \beta_T T^2) \text{ y } R(T) = R_0(1 + \alpha_T T + \beta_T T^2) \quad (1.1)$$

Donde  $\rho_0/R_0$  son la resistividad ó resistencia a una temperatura nominal o de referencia ( $0^\circ\text{C}$  ó  $27^\circ\text{C}$ ), respectivamente, y  $\alpha_T$  y  $\beta_T$  son los coeficientes de temperatura. Donde  $\alpha_T$  es un parámetro de sensibilidad y es comúnmente conocido como coeficiente de temperatura de resistividad o resistencia (TCR) lineal y es definido por:

$$\alpha_T = \frac{1}{\rho_0} \frac{d\rho}{dT}, \quad \alpha_T = \frac{1}{R_0} \frac{dR}{dT} \quad (1.2)$$

En contraste, los termistores, que son resistores formados de materiales semiconductores, tales como sulfuros, seleniuros u óxidos de Ni, Mn o Cu y Si, tienen una alta no linealidad con la temperatura. Por lo que los termistores son generalmente descritos por la siguiente ecuación [5]:

$$\rho(T) \approx \rho_{ref} \exp\left[B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{ref}}\right)\right] \quad (1.3)$$

Donde la temperatura de referencia generalmente es de  $27^\circ\text{C}$  en lugar de  $0^\circ\text{C}$  y el coeficiente del material  $\beta$  es relacionado al TCR lineal por un factor de  $-B/T^2$ . Un TCR alto y negativo significa que la resistencia cae desde el orden de los megohms al orden de ohms sobre un pequeño rango de temperatura, por ejemplo  $100^\circ\text{C}$ .

Los sensores de película delgada tienen la ventaja de un amplio rango de temperatura de operación comparados con los sensores de silicio integrados, debido a la ausencia de uniones  $p-n$ , la cual resulta en un mal aislamiento eléctrico a temperaturas elevadas. El polisilicio, el cual es un material estándar en los procesos de fabricación CMOS, es frecuentemente usado como elemento sensor de temperatura.

### Termopares.

Los termopares son sensores de temperatura potenciométricos, que están constituidos de dos conductores los cuales miden la diferencia de temperatura entre los extremos de sus terminales como se muestra en la figura 1.4. Se basan en el efecto termoeléctrico Seebeck, en el que una diferencia de temperatura  $\Delta T$  en un semiconductor o conductor crea un voltaje eléctrico  $\Delta V$ :

$$\Delta V = \alpha_s \Delta T \quad (1.4)$$

Donde  $\alpha_s$  es el coeficiente Seebeck expresado en V/K y es una constante del material. Considerando los dos conductores de materiales con diferente  $\alpha_s$ , habrá diferentes voltajes eléctricos a través de los conductores, incluso cuando los conductores experimenten el mismo gradiente de temperatura. Con una unión de los conductores en un punto caliente, los voltajes son restados y permanecerá un coeficiente Seebeck efectivo [7].

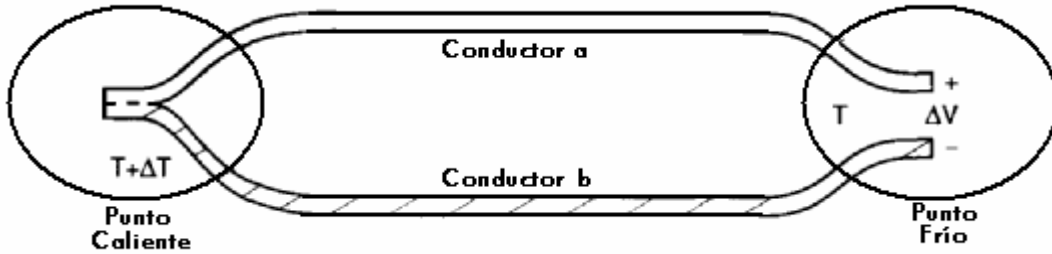


Fig. 1.4. Efecto Seebeck. Un voltaje  $\Delta V$  es generado debido a la diferencia de temperatura  $\Delta T$ .

### Termodiodos y Termotransistores.

La manera más simple y más fácil de hacer un sensor térmico integrado es utilizar un diodo o un transistor en un proceso estándar de fabricación de circuitos integrados (IC). La característica I-V de un diodo p-n tiene una respuesta no lineal la cual es representada por la siguiente expresión:

$$I = I_s [\exp(\lambda qV / k_B T) - 1] \quad (1.5)$$

Donde  $I_s$  es la corriente de saturación y  $\lambda$  es un factor de escalamiento que toma un valor de 0.5 para un diodo ideal. Escribiendo la ecuación 1.5 en términos del voltaje del diodo se obtiene:

$$V = \frac{k_B T}{\lambda q} \ln \left( \frac{I}{I_s} + 1 \right) \quad (1.6)$$

Por lo tanto, cuando el diodo se encuentra operando a una corriente constante  $I_0$ , ver figura 1.5(a), el voltaje del diodo  $V_{out}$  es directamente proporcional a la temperatura absoluta y la sensibilidad de voltaje  $S_T$  que es una constante dependiente de la corriente de control:

$$V_{out} = \frac{k_B T}{q} \ln \left( \frac{I_0}{I_s} + 1 \right) \quad \text{y} \quad S_T = \frac{dV_{out}}{dT} = \frac{k_B}{q} \ln \left( \frac{I_0}{I_s} + 1 \right) \quad (1.7)$$

La sensibilidad global a la temperatura del diodo depende sobre el tamaño relativo de la corriente de control y de la corriente de saturación. Cuando la corriente de control está por arriba de la corriente de saturación, la ecuación 1.7 se convierte en:

$$V_{out} \approx \frac{k_B T}{q} \ln \frac{I_0}{I_s} \quad \text{y} \quad S_T \approx \frac{k_B}{q} \ln \frac{I_0}{I_s} \quad \text{cuando} \quad I_0 \gg I_s \quad (1.8)$$



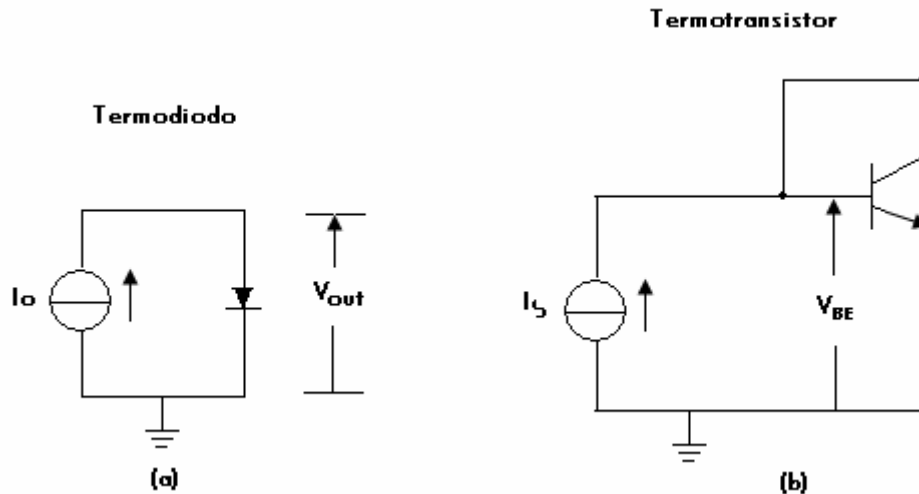


Fig. 1.5. Sensores de temperatura básicos: (a) diodo p-n polarizado directamente y (b) transistor n-p-n en configuración de emisor común.

En una manera similar, un transistor bipolar puede ser usado como un sensor de temperatura. Por ejemplo en la figura 1.5 (b) se muestra un transistor  $n-p-n$  en una configuración de emisor común a una corriente constante, en donde el voltaje base-emisor  $V_{BE}$  es proporcional a la temperatura absoluta y simplemente relacionada a la corriente de colector por:

$$V_{BE} = \frac{k_B T}{q} \ln \left( \frac{I_c}{I_{c0}} \right) \text{ donde } I_{c0} = A_E J_s \quad (1.9)$$

Donde  $A_E$  es el área del emisor,  $J_s$  es la densidad de corriente de saturación e  $I_{c0}$  es la corriente de saturación inversa. Pero en cuestiones prácticas, el  $V_{BE}$  puede ser aproximado a:

$$V_{BE} = V_{BE0} + \lambda T \quad (1.10)$$

Donde  $\lambda$  es una constante empírica que depende de la densidad de corriente, de los parámetros del proceso y del voltaje de corrimiento (offset)  $V_{BE0}$ , el cual tiene un valor típico de 1.3V cuando el voltaje base-colector  $V_{BC}$  es puesto a cero, como se muestra en la figura 1.5 (b).

### 1.2.1.2. Microestructuras Térmicas.

#### Modelado de Microestructuras Prácticas.

**Diseño sistemático.** En microestructuras sensoras prácticas, los efectos térmicos son inducidos al sensor mediante efectos físicos que interactúan con el sensor. La sensibilidad y exactitud tienen que ser lo más grande posible, mientras que la influencia de otros efectos físicos tiene que ser minimizada.



Usualmente, es posible diseñar microestructuras de tal manera que pocos parámetros bien conocidos dominen su comportamiento. Cuando ciertos parámetros no son bien conocidos, su influencia puede ser omitida. La validez de las aproximaciones y adopciones pueden ser revisados comparando los resultados obtenidos en simulaciones con los resultados experimentales.

En sensores de temperatura, la señal térmica es la temperatura inducida al material sensor por el cuerpo en el cual el sensor se encuentra montado. El objetivo principal cuando se está midiendo temperatura, es lograr un buen contacto térmico entre el sensor y el cuerpo, debido a que muchos sensores miden su propia temperatura.

En otros sensores térmicos, la señal térmica es la diferencia de temperatura inducida en el sensor por un efecto físico. La optimización de la estructura correspondería entonces a la conversión de la potencia o flujo de calor  $P$  por una diferencia de temperatura  $\Delta T$ ; dichos parámetros están relacionados mediante el parámetro conocido como la **resistencia térmica**, que se define como la resistencia que se opone al flujo de calor. Su comportamiento es similar al de una resistencia eléctrica y viene dada por la siguiente expresión:

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P} \quad (1.11)$$

Esto ha conducido a un extenso uso de membranas muy delgadas, en las cuales la resistencia térmica entre el área de interacción física y el ambiente es máxima.

**Selección y optimización de la microestructura.** Cuando se selecciona y se optimiza una microestructura térmica, el elemento sensor térmico es un factor importante, debido a que su presencia influye en la capacitancia y resistencia térmica. Un aspecto importante en el diseño de una microestructura sensora es el proceso de transducción física que es la base del sensor. Algunos sensores requieren grandes áreas de interacción mientras que otros simplemente requieren áreas pequeñas. Otro aspecto crucial es el encapsulado del chip sensor, esto es, considerar si el sensor será expuesto a condiciones rigurosas (sensores de flujo) o será sellado herméticamente (sensores infrarrojos, sensores de temperatura). Otra selección importante en el diseño de microestructuras térmicas es la tecnología, membranas de películas delgadas o membranas de silicio. En general, las microestructuras de película delgada son más sensitivas, mientras que las microestructuras de silicio son menos vulnerables pero en ocasiones son más fáciles de modelar.

Se puede hacer la selección de tres microestructuras térmicas básicas:

1. Membranas cerradas (Estas incluyen dispositivos de obleas de silicio gruesas).
2. Trampolines ó cantilevers (y puente, el cual puede ser considerado como dos trampolines conectados en sus extremos).
3. Membranas flotantes (consistiendo de un trampolín con un extremo extendido).

Las membranas cerradas tienen un área sensitiva efectiva más pequeña y una vulnerabilidad a la temperatura más baja. Las membranas flotantes tienen las características opuestas, un área sensitiva efectiva grande y alta vulnerabilidad. En secciones posteriores se enfocará simplemente en las membranas flotantes, ya que son de gran interés para el entendimiento del sensor de gas MEM que se presenta en este trabajo.



**Analogías Eléctrico-Térmicas.** El comportamiento del flujo de calor y temperatura en sistemas térmicos es descrito matemáticamente por las mismas ecuaciones usadas para corrientes y voltajes eléctricos en sistemas eléctricos. Esto permite que los sistemas térmicos puedan ser descritos por medio de equivalentes eléctricos, los cuales son convenientes debido a la existencia de muchas herramientas disponibles para el análisis de circuitos eléctricos y la familiaridad para resolver problemas de redes eléctricas, utilizando simuladores de circuitos.

Los equivalentes eléctricos de los parámetros térmicos se muestran en la tabla 1.4, junto con las unidades en el sistema internacional [7]. Nótese que las diferencias de temperatura son equivalentes a fuentes de voltaje y los flujos de calor a fuentes de corriente, mientras que la resistencia y capacitancia térmica son equivalentes a la resistencia y capacitancia eléctrica. La **capacitancia térmica**, se define como la propiedad que tienen los materiales de retener y transportar el calor en un tiempo dado y está dada por la siguiente expresión:

$$C_{th} = m \cdot c_e \quad (1.12)$$

Con:

$$m = \rho \cdot V \quad (1.13)$$

Donde  $m$  es la masa dada en (Kg),  $\rho$  denota la densidad del material dada en (Kg/m<sup>3</sup>),  $V$  es el volumen (m<sup>3</sup>) y  $c_p$  es el calor específico del material (W seg/Kg °C)

Tabla 1.4. Equivalentes eléctricos de parámetros térmicos.

Parámetro Térmico	Parámetro Eléctrico
Temperatura: $T$ (°C)	Voltaje: $V$ (V)
Flujo de calor, Potencia: $P$ (W)	Corriente: $I$ (A)
Calor: $Q$ (J = Wseg)	Carga: $Q$ (C = Aseg)
Resistencia: $R$ (°C/W)	Resistencia: $R$ ( $\Omega = V/A$ )
Conductancia: $G$ (W/°C)	Conductancia: $G$ (S = $\Omega^{-1}$ )
Capacidad: $C$ (J/K)	Capacitancia: $C$ (F = Aseg/V)
Resistividad Térmica: $\rho_{th}$ (°C-m/W)	Resistividad Eléctrica: $\rho_{el}$ ( $\Omega$ -m)
Conductividad Térmica: $\kappa$ (W/°C-m)	Conductividad Eléctrica: $\sigma$ (S/m)
Calor Específico: $c_p$ (J/Kg-°C)	Permitividad: $\epsilon$ (F/m)

#### Algunos Ejemplos de Resistencias Térmicas.

*Flujo de calor en cuerpos que tienen una sección transversal arbitraria pero uniforme.* Considere un flujo de calor unidimensional a lo largo del eje de un cuerpo de longitud  $L$  y un área de sección transversal uniforme  $A$ , como se muestra en la figura 1.6, el cual es expuesto a una diferencia de temperatura  $\Delta T = T_1 - T_2$  entre sus extremos.

En estado estacionario, la distribución de temperatura es dada por un gradiente de temperatura constante igual a  $\Delta T / L$ , mientras que el flujo total a través de la barra está dado por:

$$P = \frac{\kappa A \Delta T}{L} \quad (1.14)$$

Por lo que para esta configuración y de acuerdo a la ecuación (1.11), se encuentra que la resistencia térmica es:

$$R_{th} = \frac{L}{\kappa A} \quad (1.15)$$

La expresión anterior puede ser usada para el flujo de calor unidimensional en todos los tipos de estructuras con sección transversal uniforme, tal como barras o placas conductoras como las mostradas en la figura 1.6. Por ejemplo, la resistencia de una placa plana con una sección transversal rectangular y longitud  $L$ , con ancho  $W$  y espesor  $D$  es igual a:

$$R_{th} = \frac{L}{W} \frac{1}{\kappa D} \quad (1.16)$$

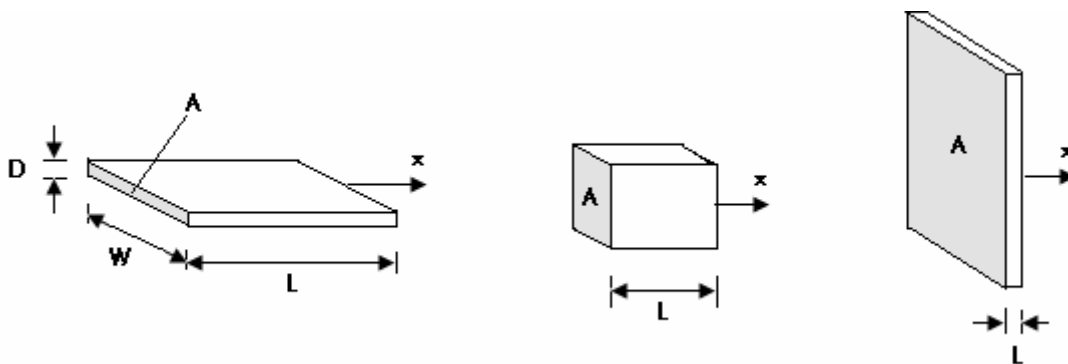


Fig. 1.6. Flujo de calor unidimensional a lo largo de placas rectangulares.  $L$  denota la dimensión lineal en la dirección del Flujo

Para una placa cuadrada, donde la longitud es igual al ancho, la resistencia térmica resultante es llamada la **resistencia de hoja térmica** de la placa:

$$R_{st} = (kD)^{-1} \quad (1.17)$$

Cuando se multiplica la capacitancia térmica de un elemento y la resistencia térmica entre el elemento y la fuente de calor, se puede obtener la constante de tiempo térmica, característica del tiempo necesario para calentar al elemento, similar a la situación eléctrica de capacitancias y resistencias, por lo tanto la expresión para determinar la constante de tiempo térmica es:

$$\tau_{th} = R_{th} \cdot C_{th} \quad (1.18)$$

### Membranas Flotantes.

La microestructura de membrana más simple en términos de un modelo térmico, es la membrana flotante. En silicio, una membrana flotante se lleva a cabo atacando a la oblea de silicio, formando una cavidad, liberando de esta manera a la membrana del substrato, quedando suspendida únicamente por unos trampolines de suspensión, como se puede observar en la figura 1.7. Estos procesos de ataque son denominados como técnicas de micromaquinado.

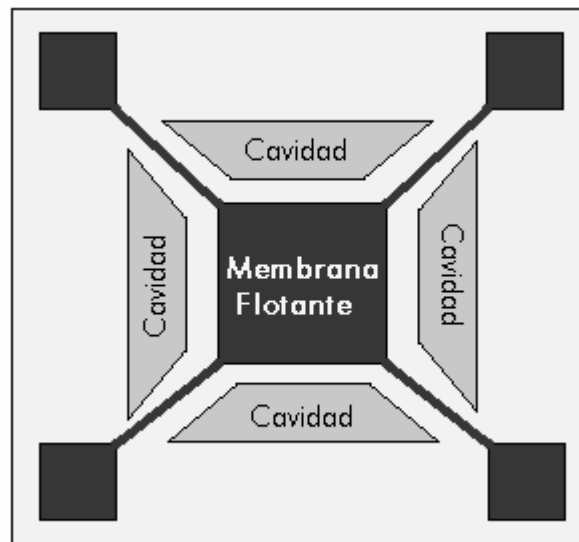


Fig. 1.7. Estructura de una membrana flotante.

La membrana flotante, entonces se convierte en el área de interacción en la cual las señales físicas pueden influenciar las señales térmicas (transducción paso número 1 de la acción del sensor). Los trampolines de suspensión, junto con cualquier transferencia de calor desde al área de interacción directamente al ambiente, definen la resistencia térmica (conversión paso 2 de la acción del sensor). Los contactos del transductor de diferencia de temperatura (sensor de temperatura) pueden ser incorporados en los trampolines de suspensión para obtener una señal eléctrica de salida (transducción paso 3 de la acción del sensor).

*Modelo Térmico.* La membrana flotante puede ser representada por un simple modelo de elementos discretos de la estructura térmica, como se puede observar en la figura 1.8. La conductancia térmica de los trampolines de suspensión es representada por  $1/R_{tram}$ , la membrana flotante constituye la capacitancia térmica de la estructura  $C_{flm}$  y una conductancia parásita  $G_{flm}$  que describe la pérdida del calor indeseable en la membrana flotante causada por convección, radiación o conducción. La variable conductancia  $G_{sen}$  representa la conductancia deseada creada por la señal física.

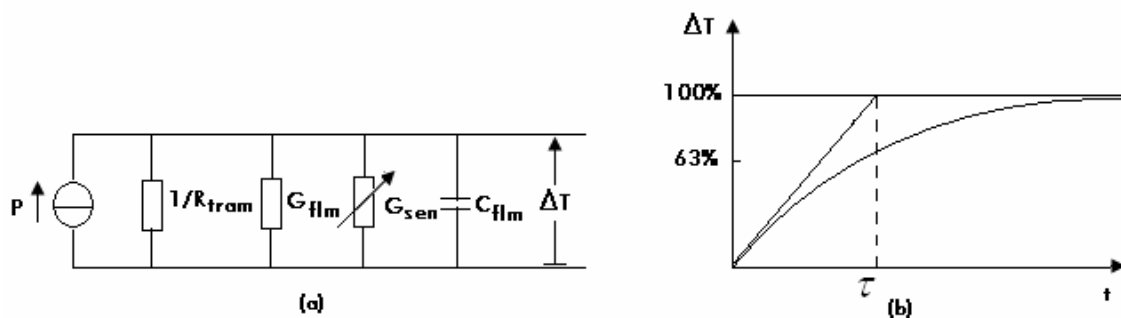


Fig. 1.8. Modelo de elementos discretos de una estructura de membrana flotante: (a) circuito eléctrico y (b) curva de respuesta para un circuito de primer orden.

Se puede usar este modelo para calcular la función de transferencia y constante de tiempo de las estructuras de membranas flotantes. En la situación de estado estacionario, el aumento de temperatura por arriba de la temperatura ambiente, que resulta de la disipación de potencia  $P$ , está dado por la siguiente expresión:



$$\Delta T_{flm} = T - T_{amb} = \frac{P}{\left( \frac{1}{R_{tram}} + G_{flm} + G_{sen} \right)} \quad (1.19)$$

El tiempo de respuesta cuando la fuente de calentamiento cambia abruptamente desde cero a un valor constante  $P_0$  al tiempo  $t = 0$  (ver figura 1.8 (b)) es dado por:

$$\Delta T_{flm}(t) = \frac{P}{\frac{1}{R_{tram}} + G_{flm} + G_{sen}} \left( 1 - e^{\left( -\frac{t}{\tau_{flm}} \right)} \right) \quad (1.20)$$

Un resultado similar se encuentra para un cambio en  $T_{amb}$  o en  $\left( \frac{1}{R_{tram}} + G_{flm} + G_{sen} \right)$ .

La constante de tiempo  $\tau_{flm}$  seguida desde la conductancia térmica total y la capacitancia térmica es:

$$\tau_{flm} = \frac{C_{flm}}{G_{flm} + G_{sen} + \frac{1}{R_{tram}}} \quad (1.21)$$

Para esta simple constante de tiempo  $RC$ , la respuesta muestra a la constante de tiempo en varias maneras: la derivada de la curva al tiempo en el que cruza el valor final después de una constante de tiempo y cuando la curva alcanza el 63% de su valor final después de una constante de tiempo [7], como se puede observar en la figura 1.8 (b). La constante de tiempo térmica indicaría qué tan rápido se alcanza el nivel de temperatura deseado (300°C en este caso) ó qué tan rápido alcanza la temperatura ambiente, después de haber desconectado a la fuente de corriente.

En general, el factor  $R_{tram}$  puede ser designado independientemente de los factores,  $G_{flm}$  y  $G_{sen}$ , los cuales están estrechamente relacionados. Por ejemplo, aumentando el área de interacción usualmente se aumentará  $C_{flm}$ ,  $G_{flm}$  y  $G_{sen}$  aproximadamente por el mismo factor.

## 1.2.2. Sensores Químicos.

Un sensor químico puede ser definido como un dispositivo que transforma información química en una señal analíticamente útil. Un sensor químico puede proporcionar información cualitativa o cuantitativa de un compuesto específico. Ejemplos de información cualitativa incluye la presencia o ausencia de ciertos compuestos tóxicos, odoríficos o perjudiciales. Ejemplos de información cuantitativa incluyen concentraciones, presiones parciales o activas de ciertos compuestos.

Los componentes básicos de un sensor químico son ilustrados en la figura 1.9 y constan de una capa sensora interconectada a un transductor, el cual traslada o transfiere energía de un dominio a otro. Las moléculas de la muestra de análisis interactúan con la capa sensora y producen un cambio físico que es detectado por el transductor y convertido a una señal eléctrica de salida.

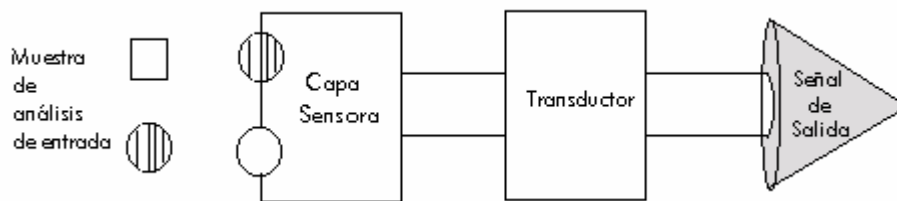


Fig. 1.9. Componentes básicos de un sensor químico: moléculas de análisis, capa sensora, transductor y señal de salida.

La naturaleza de dicha interacción está determinada por el tipo de material usado y puede ser un proceso reversible o una reacción irreversible como se puede observar en la figura 1.10. En una reacción reversible, las moléculas de análisis son regularmente ligadas a sitios específicos dentro de la capa sensora y cuando la concentración externa es removida, las moléculas de análisis se disocian y no existe un cambio neto. Un ejemplo de esto sería la adsorción y desorción de un vapor orgánico en un material polímero. En una reacción irreversible, las moléculas de análisis son sometidas a una reacción química catalítica mediante la capa sensora y por lo tanto son consumidas en el proceso. La reacción irreversible es un hecho muy común y su sensibilidad y selectividad varía con la forma y distribución de carga de la molécula analítica y de la capa sensitiva.

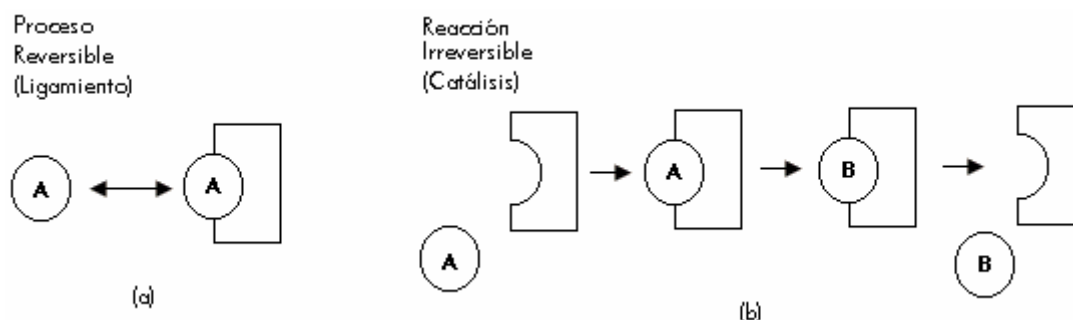


Fig. 1.10. Mecanismos básicos de un sensor químico: (a) Proceso reversible de ligamiento de la muestra **A** de análisis a un sitio en la capa sensitiva y (b) Reacción irreversible de la muestra **A** de análisis en un sitio para producir una molécula **B** en la capa sensitiva.

Varios materiales inorgánicos y orgánicos sirven como capas sensoras que pueden ser depositados sobre los diferentes transductores. Materiales inorgánicos típicos incluyen óxidos metálicos tales como el óxido de estaño ( $\text{SnO}_2$ ), para monitorear gases como hidrógeno y monóxido de carbono, o dióxido de zirconio ( $\text{ZrO}_2$ ) para detectar oxígeno, óxido de nitrógeno y amonio. Las capas orgánicas comúnmente consisten de polímeros usados para monitorear hidrocarburos, compuestos halogenuros y diferentes tipos de materiales orgánicos volátiles y tóxicos. Una serie de materiales típicos para capas sensoras y sus aplicaciones son dados en la tabla 1.5 [1].

La interacción de una especie química con un sensor químico puede ser confinado ya sea en la superficie de la capa sensora o puede tomar lugar en todo el volumen de la capa sensora. La interacción superficial implica que la especie de interés es adsorbida únicamente en la superficie o interfaz (gas/sólido ó líquido/sólido), mientras que la interacción en volumen requiere la absorción de las especies y un particionamiento entre la fase de la muestra y el volumen del material sensor.



Tabla 1.5. Materiales sensores típicos y sus aplicaciones.

Materiales	Ejemplos	Aplicaciones
Metales	Pt, Pd, Ni, Ag, Sb, Rh,.....	Gases inorgánicos tales como CH <sub>4</sub> y H <sub>2</sub>
Compuestos Iónicos	SnO <sub>2</sub> , In <sub>2</sub> O <sub>3</sub> , AlVO <sub>4</sub> , SrTiO <sub>3</sub> , Ga <sub>2</sub> O <sub>3</sub> , ZrO <sub>2</sub> , ZnO <sub>2</sub>	Gases inorgánicos (CO, NO <sub>x</sub> , CH <sub>4</sub> ), oxígeno, iones en agua, dióxido de nitrógeno, orgánicos volátiles.
Cristales Moleculares	PbPC, LuPC <sub>2</sub>	Dióxido de nitrógeno, orgánicos volátiles.
Polímeros	Poliuretanos, polisiloxanos, polipirroles, politiopenes	Detección de orgánicos volátiles, olor y aroma en comida industrial, monitoreo ambiental en fase líquida y gaseosa.
Entidades Biológicas	Fosfolípidos, lípidos, encimas, receptores, proteínas, células, membranas	Aplicaciones médicas, análisis de agua y sangre.

### 1.2.2.1. Sensores Químicos Basados en la Tecnología CMOS.

Los sensores químicos pueden ser clasificados dentro de cuatro principales categorías de acuerdo a su principio de transducción:

1. Sensores químico-mecánicos (cambios de masa debido a la absorción).
2. Sensores térmicos (cambios de temperatura a través de interacciones químicas).
3. Sensores ópticos (cambios de intensidad de luz por absorción).
4. Sensores electroquímicos (cambios de potencial o resistencia a través de transferencia de carga).

En la siguiente sección únicamente se enfocará en los sensores electroquímicos debido a que son de gran utilidad en el análisis y desarrollo de los sensores de gas, siendo ésta la aplicación de interés en este trabajo.

### 1.2.2.2. Sensores Electroquímicos.

En los sensores electroquímicos se llevan a cabo reacciones de transferencia de carga o electroquímicas desde un electrodo a una muestra líquida o sólida y viceversa. Los cambios químicos toman lugar ya sea en los electrodos o en el volumen de la muestra, alterando sus características, de tal manera que resulta una señal de salida eléctrica tal como un cambio de carga, de corriente o de resistencia, el cual puede ser medido. Un requerimiento clave para los sensores electroquímicos es un circuito eléctrico cerrado, aunque puede no haber flujo de corriente (potenciometría). El transporte de carga en la muestra puede ser iónico, electrónico o mixto, mientras que en la rama transductora, el transporte siempre es electrónico. Los sensores electroquímicos pueden ser clasificados de acuerdo a su principio de análisis eléctrico [1]:

- Sensores medidores de voltaje-corriente.
- Sensores medidores de potencial.
- Sensores medidores de conductancia.



### Sensores Medidores de Voltaje-Corriente.

Los sensores medidores de voltaje están basados en la medida de la relación Corriente-Voltaje en una célula electroquímica que consta de electrodos en una muestra. Un potencial es aplicado a los electrodos y a su vez una corriente es medida, la cual es proporcional a la concentración de la muestra de interés. Los sensores medidores de corriente son más frecuentemente aplicados a sensores químicos y proporcionan una relación lineal en concentración-corriente a un potencial constante, el cual es predefinido respecto a la muestra de estudio.

Las configuraciones de medida incluyen un arreglo de dos electrodos con un electrodo de referencia (RE) y un electrodo de trabajo (TE), y un sistema de tres electrodos en donde un electrodo auxiliar adicional es introducido para inyectar corriente a la muestra, estos arreglos se pueden observar en la figura 1.11. El sistema de tres electrodos es realizado en la práctica con un amplificador operacional, por lo que de acuerdo a la configuración se puede observar que no está circulando corriente a través del (RE) debido a las características del amplificador de muy alta impedancia de entrada. La señal de corriente del sensor es entonces medida en el electrodo de trabajo (TE). La medida de corriente a cualquier diferencia de potencial depende de las propiedades del material y de la geometría de los electrodos, de la concentración de la muestra y de los mecanismos de transporte en la fase de la muestra.

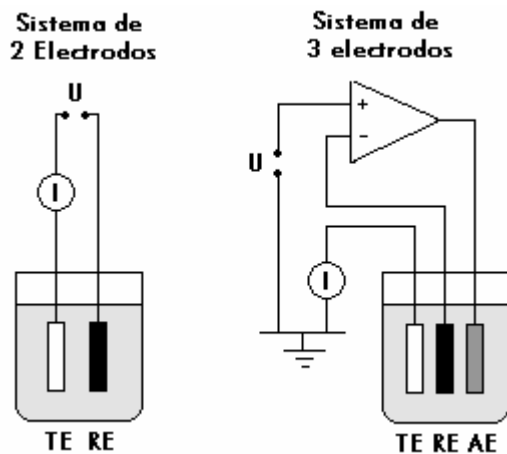


Fig. 1.11. Configuración de 2 y 3 electrodos usados para mediciones de corriente.

### Sensores Medidores de Potencial.

Este tipo de sensores se basan en la medición del potencial en un electrodo, el cual, en muchos casos se encuentra sumergido en una solución. El potencial es medido en estado de equilibrio, es decir, bajo condiciones en las que la corriente no fluye durante la medición.

Los sensores medidores de potencial más importantes están basados en los transistores de efecto de campo (FET). El MOSFET (transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor), que se muestra en la figura 1.12, es usado para sensor gas. Tiene un substrato de silicio tipo-p con dos regiones de difusión tipo-n: la fuente y el drenador. La estructura es cubierta con una capa de dióxido de silicio aislando la capa, sobre la cual un electrodo de compuerta metálico (en microelectrónica regularmente hecho de polisilicio) es depositado. Cuando un voltaje positivo respecto al substrato de silicio, es aplicado al electrodo de compuerta, los electrones, los cuales son los portadores minoritarios en el

substrato, son inducidos a la interfaz dióxido de silicio/silicio ( $\text{SiO}_2/\text{Si}$ ). Consecuentemente, un canal de conducción de tipo-n es creado entre la fuente y el drenador, cerca de la interfaz  $\text{SiO}_2/\text{Si}$ . La conductividad de este canal puede ser modulada ajustando la intensidad del campo eléctrico entre el electrodo de compuerta y el silicio, que es perpendicular a la superficie del substrato.

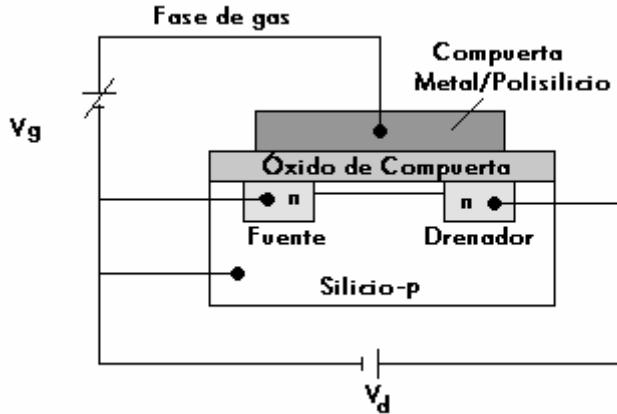


Fig. 1.12. Representación esquemática de un MOSFET.  $V_g$  denota el voltaje de compuerta y  $V_d$  el voltaje fuente-drenador.

Las estructuras FET tienen una gran aplicación para llevar a cabo sensado y/o monitoreo de gases, donde estas moléculas de gas son absorbidas en la compuerta del transistor y se disocian en átomos según el tipo de gas que se esté sensando. Estos átomos pueden difundirse rápidamente en la compuerta, que puede ser metálica o de polisilicio, y son absorbidos en la interfaz compuerta/óxido de silicio quedando parte en la compuerta y parte en el óxido de silicio como fue demostrado en [8,9] observándose tal efecto en la figura 1.13. Debido a la concentración de las especies absorbidas y el fenómeno de polarización resultante en la interfaz, la corriente de drenador ( $I_d$ ) a un voltaje de compuerta constante es alterada y el voltaje de umbral ( $V_t$ ) es desplazado, como se puede observar en la figura 1.14. El desplazamiento de voltaje ( $\Delta V_t$ ), es proporcional a la concentración de la especie en la interfaz compuerta/óxido. Patrones de sensibilidad y selectividad de dispositivos sensores de gas depende del tipo y espesor de la compuerta así como de las reacciones químicas en la superficie de la compuerta y de la temperatura de operación del dispositivo.

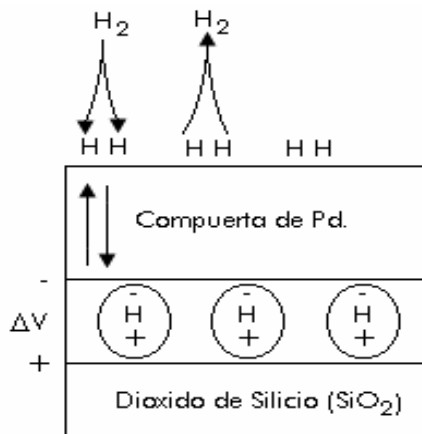


Fig. 1.13. Sensado de hidrógeno con MOSFETs, los átomos de hidrógeno se difunden a través de la compuerta de Pd, adsorbiéndose en la interfaz Pd/ $\text{SiO}_2$  formando una capa bipolar.

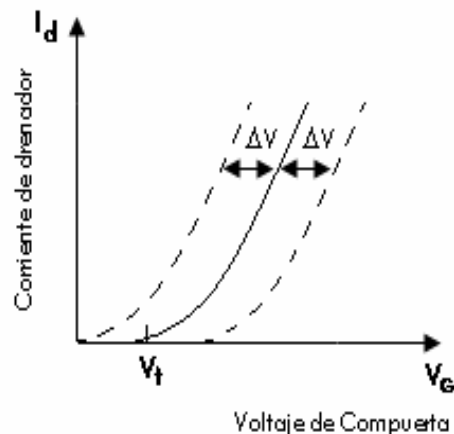


Fig.1.14. Desplazamiento en corriente  $I_d$  y voltaje de umbral  $V_t$ .



## Sensores Medidores de Conductancia.

Los sensores medidores de conductancia, como su nombre lo indica, se basan en la medición de la conductancia que existe entre dos electrodos en una muestra. La conductancia es usualmente medida aplicando un potencial de corriente alterna (AC) de pequeña amplitud a los electrodos, para prevenir o evitar la polarización. La presencia de portadores de carga determina la conductancia de la muestra. Puesto que este tipo de sensores implican impedancias de AC, en lugar de tomar en cuenta tanto componentes reales como imaginarios de la impedancia de los electrodos a diferentes frecuencias, únicamente son considerados los valores reales que son los componentes resistivos relacionados con la resistencia de la muestra.

### Quimio-Resistores.

Los quimio-resistores miden los cambios en la conductividad eléctrica de una película o material volumétrico en interacción con una muestra. La conductancia  $G$  [ $\Omega^{-1}$ ] es definida como la corriente  $I$  [A] dividida por el potencial aplicado  $V$  [V]. El recíproco de la conductancia es la resistencia  $R$  [ $\Omega$ ], donde la resistencia de una muestra aumenta con su longitud  $l$  y disminuye con su área de sección transversal  $A$  y viene dada de acuerdo a la siguiente expresión:

$$R = \frac{1}{G} = \frac{V}{I} = \frac{1}{\kappa} \cdot \frac{l}{A} \quad (1.22)$$

Donde la conductividad o conductancia específica  $\kappa$  [ $\Omega^{-1}\text{m}^{-1}$ ], es definida como la densidad de corriente [ $\text{A}/\text{m}^2$ ] dividida por la intensidad de campo eléctrico [ $\text{V}/\text{m}$ ]. El recíproco de la conductividad es la resistividad  $\rho$  [ $\Omega\text{m}$ ]. Los sensores medidores de conductancia son usualmente arreglados en una configuración: *electrodo metálico 1/capa sensora/electrodo metálico 2*. La medición de la conductancia es hecha ya sea mediante un puente Wheatstone o mediante el registro de la corriente a un potencial aplicado en un modo de DC ó en modo de AC a baja frecuencia y a pequeña amplitud, de tal manera que se evite la polarización del electrodo.

En la figura 1.15(a) se muestra una célula de conductancia, en este caso con óxidos metálicos, y su respectivo circuito eléctrico equivalente, en donde el objetivo es determinar la resistencia de la muestra denominada con la letra (c). La resistencia de los conductores puede ser normalmente omitida. La impedancia de los electrodos (a) consiste de dos elementos: la capacitancia de contacto y la resistencia de contacto. Aplicando un potencial de AC, una corriente de AC fluirá a través de la resistencia de la célula. Si la capacitancia de contacto es lo suficientemente grande, no habrá una caída de potencial a través de la correspondiente resistencia de contacto. Por lo que la resistencia de contacto debe ser más pequeña que la resistencia de la muestra y debe ser minimizada, de tal manera que la resistencia de la muestra domine la medida global de la conductancia. Si los mecanismos de conductividad superficial difieren de los que ocurren en el volumen de la muestra, éstos pueden ser modelados añadiendo una resistencia superficial (b) al circuito equivalente. Las fronteras de grano en el material sensor constituyen una unidad de resistencia-capacitancia (d). La conductividad depende de la concentración de los portadores de carga y de su movilidad. Como se mencionó anteriormente, cualquier contribución de los electrodos puede ser evitada, por lo que en muchos casos, una configuración de cuatro electrodos es preferida sobre una simple configuración de dos electrodos, como se muestra en la figura 1.15 (b), en donde el par de electrodos exteriores son usados para inyectar una corriente de AC en la muestra, la diferencia de potencial es entonces medida en el par de electrodos interiores.

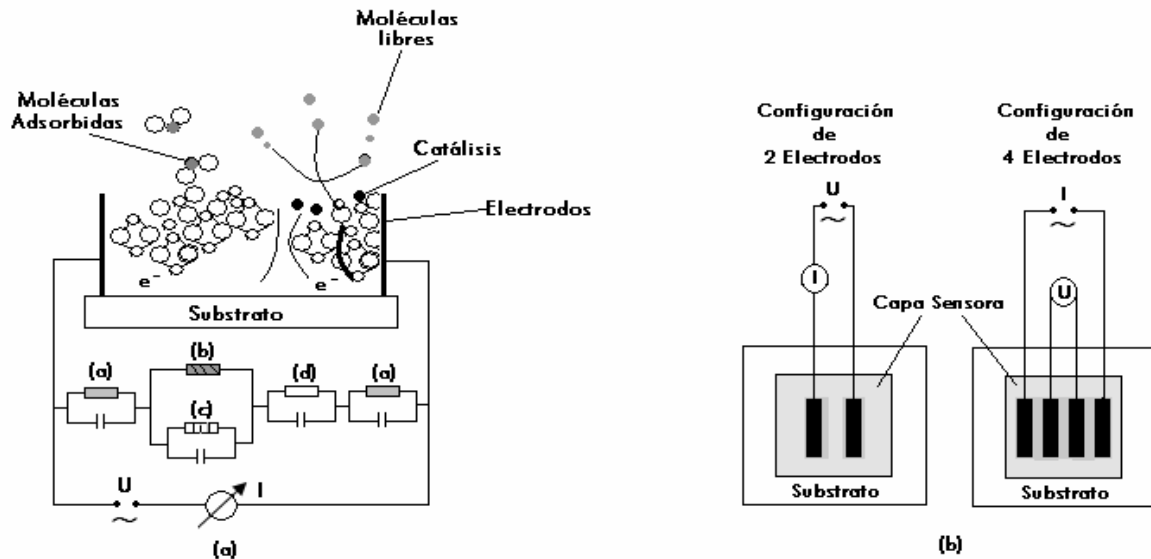
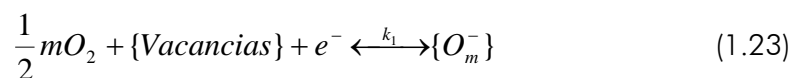


Fig. 1.15. (a) Representación esquemática de una célula de conductancia de las diferentes contribuciones (contactos, superficie, volumen y grano) para la conductividad global y del circuito equivalente. (b) Representación esquemática de células de conductancia de dos y cuatro electrodos.

Quimio-Resistores a Bajas Temperaturas. En este tipo de sensores, la capa sensitiva es colocada sobre electrodos interdigitados en un sustrato aislado. El espaciamiento entre electrodos regularmente es de 5-100  $\mu\text{m}$ , y el área total del electrodo es de unos pocos  $\text{mm}^2$ . El rango del voltaje aplicado está entre 1-5 V. Las capas sensoras comúnmente usadas son polímeros conductores o polímeros cargados de carbón. Aplicaciones para este tipo de polímeros incluyen el monitoreo de solventes orgánicos tales como hidrocarburos, alcoholes y compuestos con cloro.

Quimio-Resistores a Altas Temperaturas. Debido a que temperaturas de operación de alrededor de 250-600  $^{\circ}\text{C}$  exceden las especificaciones de temperatura de circuitos integrados comunes (entre -40-120  $^{\circ}\text{C}$ ), los materiales sensores tienen que ser depositados en estructuras miniaturizadas capaces de calentarse, que comúnmente son denominadas micro-placas-calientes (MPCs) y que son térmicamente aisladas de los componentes electrónicos presentes en el chip. Estos dispositivos son operados a temperaturas elevadas por varias razones: primero y la más importante, la reacción química es más específica a altas temperaturas, y segundo, las reacciones cinéticas son mucho más rápidas, es decir, el dispositivo responde en tan sólo unos pocos segundos. Una de las aplicaciones típicas y de interés en este trabajo son los sensores de gas, los cuales se basan en el principio de medición del cambio de resistencia eléctrica del material sensor cuando éste es expuesto a cierta concentración de gas. El dióxido de estaño ( $\text{SnO}_2$ ) es un material sensitivo usado ampliamente para sensar gas en el ambiente [11], debido a que presenta una alta sensibilidad a los gases a bajas temperaturas [12-14]. Típicamente, el  $\text{SnO}_2$  es policristalino, por lo que existen fronteras de grano y esto es considerado para el modelado de los fenómenos de transporte.

Las reacciones básicas que ocurren dentro de las películas sensoras de óxidos metálicos, pueden ser representadas por las siguientes reacciones: primero, vacancias dentro de la red del óxido metálico reaccionan con el oxígeno atmosférico para extraer electrones de la banda de conducción del óxido metálico creando sitios de oxígeno adsorbido con carga negativa tales como  $\text{O}^-$ ,  $\text{O}_2^-$  y así sucesivamente.



Entonces, los electrones donores en la superficie son transferidos hacia el oxígeno absorbido, dejando cargas positivas en la región de carga espacial. De esta manera, un potencial superficial es formado, el cual sirve como una barrera de potencial que impide que los electrones puedan moverse libremente, como se puede observar en la figura 1.16.

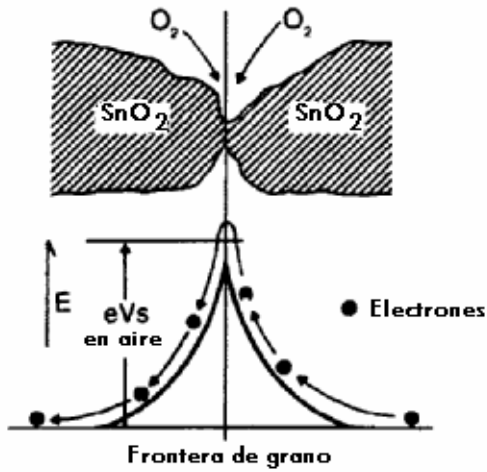


Fig. 1.16. Modelo de la barrera de potencial en la ausencia de gases.

Posteriormente, esta reacción reversible se interrumpe cuando las moléculas de gas X reaccionan con el oxígeno adsorbido, liberando así electrones y obteniéndose más reacciones.



La resistencia del sensor es atribuida a la barrera de potencial, ya que en la presencia de un gas reductor, la densidad superficial del oxígeno cargado negativamente disminuye, por lo que el tamaño de la barrera de potencial tiende a disminuir y consecuentemente la resistencia de la película sensora disminuye, ver figura 1.17.

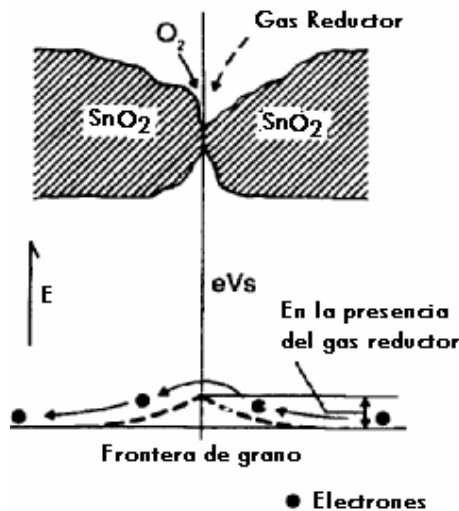


Fig. 1.17. Modelo de la barrera de potencial en presencia de un gas reductor.

Para el caso en que el óxido metálico se comporte como un semiconductor tipo n, habrá un incremento en la densidad de portadores de electrones  $n$  conforme la concentración de gas aumente y consecuentemente la conductividad eléctrica  $\sigma$ , como se puede ver en la siguiente expresión matemática:

$$\Delta\sigma = \mu_n e \Delta n \quad (1.25)$$

### 1.2.3. Micro-Placas-Calientes (MPCs).

El rápido desarrollo de la tecnología de circuitos integrados durante las pasadas décadas ha estimulado diferentes iniciativas para fabricar microsensores de gas con tecnología CMOS. Una variedad de estructuras micromecánicas, incluyendo trampolines (cantilevers) y membranas suspendidas, han sido producidos usando tecnología de los MEMS aplicando técnicas de micromaquinado. La tecnología CMOS proporciona excelentes medios para conocer algunos de los criterios claves de los microsensores de gas tales como miniaturización de los dispositivos, bajo consumo de potencia, características de rápida respuesta del microsensor, fabricación por lotes y de bajo costo.

Materiales ampliamente usados en microsensores de gas son los óxidos semiconductores con un amplio ancho de banda prohibida tales como óxido de estaño ( $\text{SnO}_2$ ), óxidos de zinc ( $\text{ZnO}_2$ ), óxido de galio ( $\text{GaO}_2$ ) u óxido de indio ( $\text{InO}_2$ ), los cuales necesitan elevadas temperaturas para activar el mecanismo de sensado. Por lo que las micro-placas-calientes (MPCs) [15] proporcionan una solución atractiva para dichos dispositivos debido a su tamaño pequeño y fácil fabricación. Los dispositivos MPCs pertenecen a la familia de los MEMS y pueden ser fabricadas mediante la tecnología CMOS comercial. Las MPCs son estructuras aisladas térmicamente del resto del sustrato, las cuales contienen un elemento de calentamiento (microcalefactor). Por ejemplo, en un proceso CMOS, una capa de polisilicio puede ser usada como elemento de calentamiento resistivo. Existen dos configuraciones básicas de una MPC [5], las cuales se pueden observar en la figura 1.18. La primera comprende de un calefactor resistivo (e.j. platino) colocado entre capas que forman un diafragma sólido [16] ó de un calefactor resistivo (e.j. polisilicio) colocado entre capas en una configuración de micropuente suspendido.

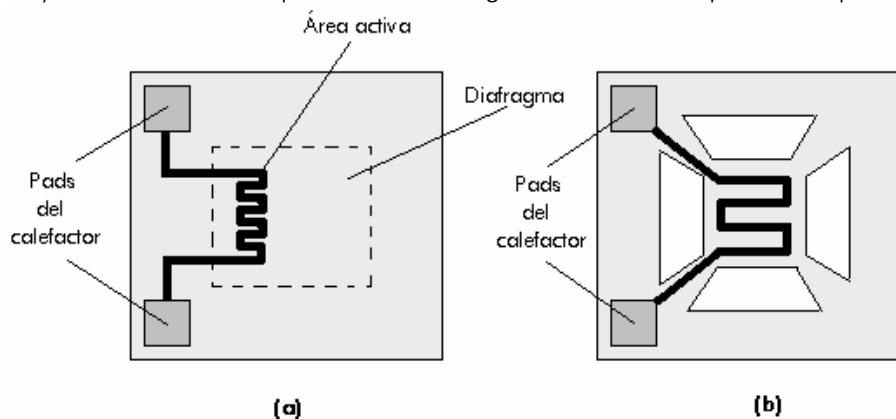


Fig. 1.18. Dos diseños básicos de sensores de gas de silicio: (a) Un diafragma sólido y (b) Un puente suspendido que contiene un calefactor resistivo.

El uso de estructuras micromaquinadas como las MPCs ofrece ventajas potenciales en aplicaciones de sensado como: bajo consumo de potencia, bajo costo de fabricación, alto rendimiento y confiabilidad; además la alta eficiencia térmica, la baja constante de tiempo térmica y el tamaño pequeño de las MPCs facilita la construcción de arreglos sensores necesarios para la clasificación de gases en ambientes donde se presenten gases complejos, además, el proceso de micromaquinado permite confinar al calefactor dentro de una zona que queda aislada térmicamente y permite la integración monolítica de la electrónica de procesamiento, lo cual es uno de los objetivos importantes. Por lo tanto, es necesario conocer las bases de transferencia de calor, en particular, en estructuras micrométricas, esto con el objetivo de establecer la metodología de diseño de las MPCs, en base a los materiales empleados para este propósito y con lo cual se pueda llegar a determinar la configuración óptima según la aplicación. En las siguientes secciones se hace

una revisión de las ecuaciones que serán empleadas para hacer la deducción analítica del comportamiento térmico, de la estructura de la MPC propuesta.

### 1.3. Transferencia de Calor.

Uno de los problemas de vital importancia en el desarrollo de dispositivos microelectrónicos es la capacidad de mantener el control térmico de los componentes. Como se ha discutido en secciones anteriores, muchos de los dispositivos MEMS son actuados a través de medios térmicos. Algunos de los puntos claves en el diseño de estos dispositivos son:

- o La cantidad de calor que es requerida para realizar la acción deseada.
- o El tiempo requerido para la iniciación y finalización de la acción.
- o Los daños posibles a ciertos componentes del dispositivo debido al calentamiento.

Todos estos hechos son fáciles de analizar para dispositivos a macroescala, ya que existen teorías y formulaciones bien establecidas y disponibles para la solución de este tipo de problemas. Sin embargo, la situación en dispositivos a microescala llega a ser significativamente diferente, y muchas teorías y formulaciones derivadas para dispositivos a macroescala requieren de algunas modificaciones, debido a que los mecanismos de transferencia de calor en sólidos micrométricos son radicalmente diferentes. Por esta razón, en esta sección se enfocará al estudio de los diferentes mecanismos de transporte de energía desde el punto de vista macroscópico, los cuales usualmente son clasificados como conducción, convección y radiación. Las leyes y definiciones básicas de transferencia de calor así como la ecuación diferencial de conducción de calor.

#### 1.3.1. Transferencia de Calor por Conducción.

La teoría moderna distingue entre sólidos dieléctricos y sólidos metálicos o conductivos al proceso de conducción de calor. En el caso de sólidos dieléctricos, la conducción de calor es debida a las vibraciones de la red, mientras que en los sólidos metálicos el transporte de energía es debido a electrones libres. La energía térmica es transportada mediante electrones libres en la misma manera como en el transporte de carga eléctrica [17], por lo que, buenos conductores eléctricos también son buenos conductores de calor. Esto también es un indicio de que cuando existen diferencias de temperaturas en circuitos eléctricos puede afectar el funcionamiento y la respuesta de los circuitos. Cuando la distribución de temperatura dentro de un cuerpo no es uniforme, existe un flujo de calor y la dirección de dicho flujo será siempre en la dirección en la cual la temperatura disminuye. Considere la figura 1.19, en la cual se muestra una barra sólida con una temperatura en la pared del lado izquierdo  $T_1$ , mientras que la pared del lado derecho se mantiene a una temperatura  $T_2$ , con  $T_1 > T_2$ .

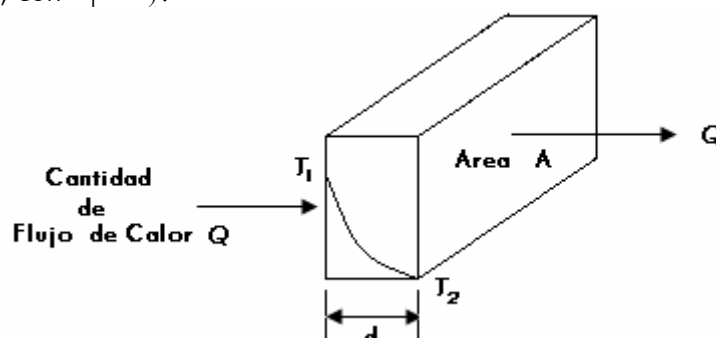


Fig. 1.19. Conducción de calor en una barra sólida.



La diferencia de temperatura entre las dos paredes causa un flujo de calor del lado izquierdo hacia el lado derecho de la barra. La cantidad total de flujo de calor a través de la barra,  $Q$ , es proporcional al área de sección transversal, la diferencia de temperatura entre las dos caras y al tiempo, Sin embargo, la cantidad de flujo de calor es inversamente proporcional a la distancia que el calor tiene que viajar, por ejemplo, el espesor de la barra,  $d$ , ver figura 1.19. Por lo que la correlación anterior puede ser expresada matemáticamente de la siguiente manera:

$$Q \propto \frac{A \cdot (T_1 - T_2) \cdot t}{d}$$

La relación anterior puede ser expresada en forma de ecuación, por lo tanto se tiene:

$$Q = \kappa \frac{A \cdot (T_1 - T_2) \cdot t}{d} \quad (1.26)$$

Donde la constante de proporcionalidad  $\kappa$  es la *conductividad térmica* del material con unidades de  $W / m \cdot ^\circ C$ . La conductividad térmica indica qué tan bueno es el material para conducir el calor y es una propiedad del material.

### 1.3.1.1. Ley de Fourier de Conducción de Calor.

Como una consecuencia de la segunda ley de la termodinámica, el calor puede ser intercambiado entre dos sistemas, únicamente si éstos se encuentran a temperaturas distintas y que la dirección de esta transferencia de calor sea de un sistema de alta temperatura a uno de baja temperatura. Las condiciones fundamentales para la transferencia de calor por conducción dentro de un cuerpo por lo tanto requieren: (a) que exista un gradiente de temperatura y (b) que el flujo resultante esté en la dirección en la que la temperatura va disminuyendo.

La ecuación (1.26) proporciona una manera para calcular el flujo de calor total  $Q$  en una barra plana. Una cantidad más práctica en el análisis de la conducción de calor es la cantidad vectorial  $\vec{q} = (\vec{r}, t)$ , llamada el vector de flujo de calor, para denotar el flujo de calor situado en un espacio definido por  $\vec{r}$  a cualquier instante  $t$ . La magnitud del vector de flujo de calor es igual a la cantidad de calor que cruza una unidad de área normal a la dirección del flujo de calor en la posición bajo consideración, por unidad de tiempo:

$$q = \frac{Q}{A \cdot t} = \kappa \frac{(T_1 - T_2)}{d} \quad (1.27)$$

La cantidad vectorial del flujo de calor, como se muestra en la figura 1.20, es relacionada al gradiente de temperatura asociado, mediante la ley de Fourier de conducción de calor de acuerdo a la siguiente expresión:

$$\vec{q}(\vec{r}, t) = -\kappa \nabla T(\vec{r}, t) \quad (1.28)$$

El signo negativo en la ecuación (1.28) indica que el vector de flujo de calor  $\vec{q} = (\vec{r}, t)$  se encuentra en la dirección en la que la temperatura disminuye. De esta manera la cantidad del flujo de calor será positiva, dada en  $W / m^2$  [18].



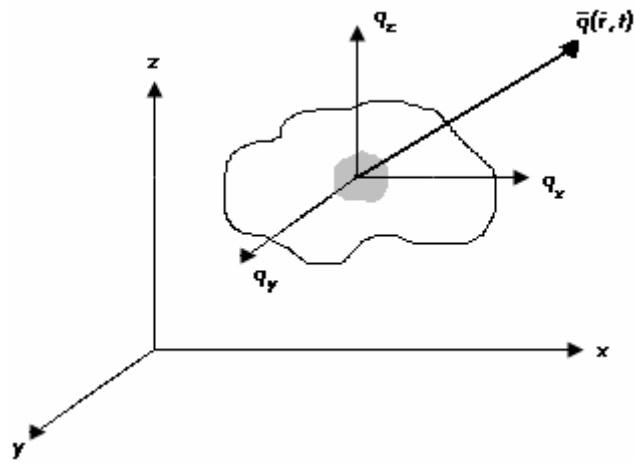


Fig. 1.20. Flujo de calor en un sólido.

La ecuación (1.28) es la expresión matemática de la ley de Fourier de conducción de calor. Si se expande la ecuación en coordenadas cartesianas se tiene que la expresión del flujo de calor en un sólido es:

$$q(x, y, z, t) = \sqrt{q_x^2 + q_y^2 + q_z^2} \quad (1.29)$$

En la cual:

$$q_x = -\kappa_x \frac{\partial T(x, y, z, t)}{\partial x} \quad (1.29a)$$

$$q_y = -\kappa_y \frac{\partial T(x, y, z, t)}{\partial y} \quad (1.29b)$$

$$q_z = -\kappa_z \frac{\partial T(x, y, z, t)}{\partial z} \quad (1.29c)$$

Donde  $q_x$ ,  $q_y$  y  $q_z$  son los componentes del flujo de calor y los términos  $\kappa_x$ ,  $\kappa_y$  y  $\kappa_z$  son las conductividades térmicas en las direcciones  $x$ ,  $y$  y  $z$  respectivamente, tal como se muestra en la figura 1.20. Considerando materiales isotrópicos, se tiene que:  $\kappa_x = \kappa_y = \kappa_z$ .

En la figura 1.21 se muestran las curvas de conductividad térmica para las diferentes fases de materiales en función de la temperatura [7].

### 1.3.1.2. La Ecuación de Conducción de Calor.

Cuando un sólido es sujeto a un calor de entrada, el cual puede ser debido a fuentes nucleares, eléctricas, químicas o infrarrojas, que pueden estar en función tanto de la posición como del tiempo, disipan calor hacia el medio que los rodea, que actúa como un disipador de calor. Considerando el siguiente balance de energía para un volumen de control pequeño  $V$ :

$$\left( \begin{array}{c} \text{Cambio de Energía} \\ \text{Almacenada en } V \end{array} \right) = \left( \begin{array}{c} \text{Cambio del Calor Entrante} \\ \text{en } V \text{ a través de sus Fronteras} \end{array} \right) + \left( \begin{array}{c} \text{Cambio de la} \\ \text{Generación de Calor en } V \end{array} \right)$$

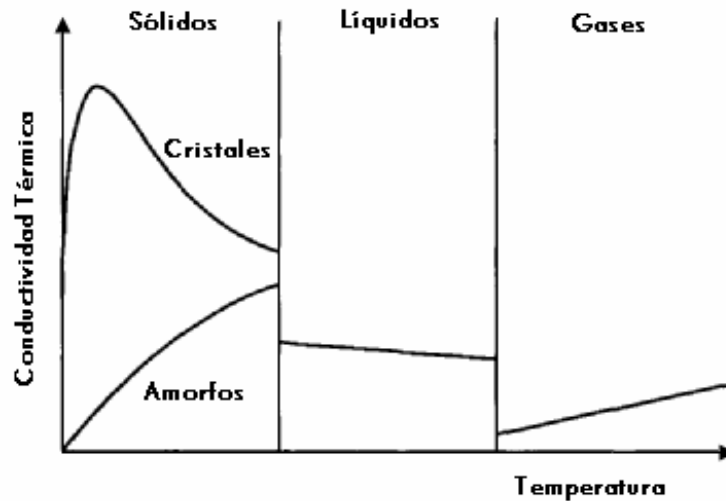


Fig. 1.21. Conductividad térmica como una función de la temperatura.

De acuerdo al balance de energía, la distribución de temperatura en el sólido puede ser obtenida resolviendo la siguiente ecuación de conducción de calor [19]:

$$\frac{1}{\alpha} \frac{\partial T(\bar{r}, t)}{\partial t} = \nabla^2 T(\bar{r}, t) + \frac{Q(\bar{r}, t)}{\kappa} \quad (1.30)$$

Donde el Laplaciano en coordenadas cartesianas es definido de la siguiente manera:

$$\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$$

El término  $Q(\bar{r}, t)$  en la ecuación (1.30) es el calor generado por el material por unidad de volumen y tiempo. Comúnmente la fuente de calor en los dispositivos MEMS se obtiene mediante el calentamiento de la resistencia eléctrica del material, en la cual una corriente se hace pasar a través de ésta. En el caso de los MEMS, la corriente eléctrica se hace pasar a través de un microresistor de polisilicio. El calor generado por el calentamiento de la resistencia eléctrica puede ser evaluado de acuerdo a la siguiente expresión:

$$P = i^2 \cdot R \quad (1.31)$$

Donde:  $P$  es la potencia dada en watts,  $i$  denota la corriente dada en amperes y  $R$  es la resistencia eléctrica del material dada en ohms.

La constante  $\alpha$  en la ecuación (1.30) es la *difusividad térmica* del material, dada en  $m^2/s$ . Este parámetro tiene un significado físico importante ya que indica qué tan rápido un material puede conducir el calor; la difusividad térmica está dada matemáticamente por:

$$\alpha = \frac{\kappa}{\rho \cdot c} \quad (1.32)$$

En la cual  $\rho$  es la densidad de masa en  $gr/cm^3$  y  $c$  es el calor específico dado en  $J/gr \cdot ^\circ C$ .



Por lo que finalmente se puede decir, que un material con un valor de  $\alpha$  alto puede conducir el calor más rápido que un material con un valor de  $\alpha$  más bajo. De esta manera, en dispositivos que son activados térmicamente, como en el caso de sensores de gas, con los materiales con valores de  $\alpha$  más grandes responderán más rápidamente.

### 1.3.2. Transferencia de Calor por Convección.

La transferencia de calor por convección puede ser definida como la transferencia de energía térmica entre dos superficies. Ambas superficies pueden ser fluidos (líquido o gas), aunque en muchas aplicaciones prácticas, el proceso de transferencia de calor por convección se presenta cuando un fluido se pone en contacto con una superficie sólida.

Existen dos tipos de procesos de convección: *convección libre* o natural y *convección forzada*. En el primer tipo la fuerza motriz es originada de la diferencia de densidad en el fluido, que resulta del contacto con una superficie a diferente temperatura. Mientras que la convección forzada tiene lugar cuando una fuerza motriz exterior, originada por un ventilador o bomba, mueve un fluido sobre una superficie a una temperatura mayor o menor que la del fluido. Por lo tanto, en convección forzada se transfiere más calor a una determinada temperatura, debido a que la velocidad del fluido es mayor que en convección libre.

#### 1.3.2.1. Ley de Newton de Enfriamiento.

Se ha mencionado que la transferencia de calor que se presenta en materiales sólidos es el modo de conducción de calor, y que la ley de Fourier de conducción de calor, ecuación (1.28), gobierna tal transferencia de calor, mientras que la transferencia de calor en fluidos es bastante diferente siendo el proceso de convección el modo de transferencia en fluidos. La ley de Newton de enfriamiento es usada como la base para el análisis de transferencia de calor por convección en fluidos.

El flujo de calor entre dos puntos con temperaturas respectivas  $T_1$  y  $T_2$ , como se puede observar en la figura 1.22, es proporcional a la diferencia de temperatura entre esos dos puntos:

$$q \propto (T_1 - T_2)$$

De la relación anterior, se puede expresar la ley de Newton de enfriamiento por la siguiente ecuación:

$$q = h \cdot (T_1 - T_2) \quad (1.33)$$

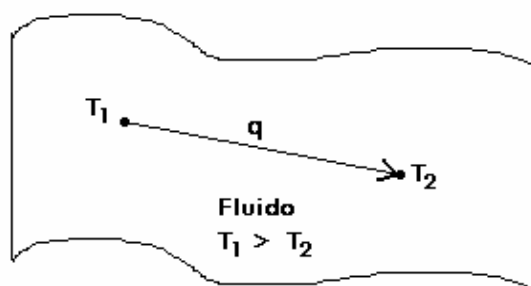


Fig. 1.22. Flujo de calor en un fluido.

La constante de proporcionalidad  $h$  de la ecuación (1.33), es el coeficiente de transferencia de calor por convección dada en  $W/m^2\text{°C}$ . En la tabla 1.6 se muestran algunos valores aproximados de los coeficientes de transferencia de calor [18].

Tabla 1.6. Valores aproximados de los coeficientes de transferencia de calor por convección.

Modo de Convección y Fluido	$h$ ( $W/m^2\text{°C}$ )
Convección Libre, aire	5-25
Convección libre, agua	20-100
Convección forzada, aire	10-200
Convección forzada, agua	50-10,000
Agua en ebullición	3,000-100,000
Vapor de agua en condensación	5,000-100,000

El flujo además puede ser distinguido en flujo laminar y turbulento [20]. En el flujo laminar, el cual se presenta con un flujo a bajas velocidades, el movimiento del fluido es uniforme, continuo y toma lugar a lo largo de geometrías regulares. Mientras que el flujo turbulento es caracterizado por el moviendo irregular de las partículas del fluido como resultado de inestabilidades cuando se presenta un flujo a más altas velocidades. Como esto intensifica el intercambio de calor en el fluido, el flujo turbulento resulta en un aumento en la transferencia de calor. Las condiciones en las cuales un flujo es laminar o turbulento son gobernadas por muchos parámetros, como la velocidad del flujo, la geometría del flujo y las propiedades del material del fluido. Para muchas de las aplicaciones en electrónica del estado sólido, velocidades de flujo y tamaños de sensores son bastante pequeños por lo que el flujo turbulento puede ser omitido en el análisis del comportamiento térmico de la estructura a considerar en este trabajo.

Cuando se considera la operación de estructuras térmicas, generalmente no es necesario estudiar la transferencia de calor a lo largo de todo el flujo, sino únicamente la transferencia del calor desde la superficie del sólido, que es expuesta al fluido, en la frontera de la capa. Debido a la interacción molecular, el fluido en la superficie se adhiere a ésta y adopta su temperatura. En la frontera de la capa cerca de la superficie, la velocidad y temperatura cambian gradualmente a los valores del fluido externo. En la figura 1.23 se muestra este efecto, la velocidad del fluido en la frontera varía entre cero (superficie del sólido) y la velocidad del fluido fuera de la frontera, y la temperatura del fluido en la frontera varía entre la temperatura en la superficie del sólido y la temperatura del fluido fuera de la frontera, debido a que la viscosidad y conductividad térmica de muchos fluidos comunes son muy bajas, la frontera es usualmente muy delgada y el fluido principal queda sin afectarse.

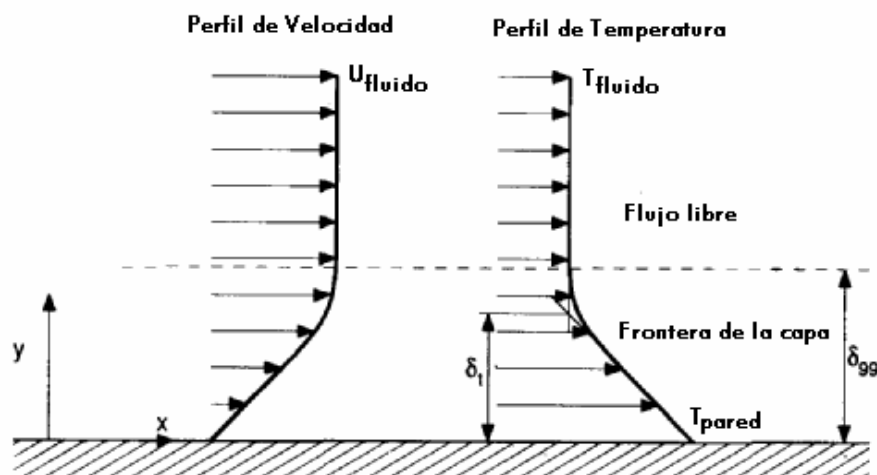


Fig. 1.23. Perfiles de velocidad y temperatura en la frontera de la capa.

### 1.3.2.2. Interacción Sólido-Fluido.

Como se ha descrito en secciones anteriores, los dispositivos MEMS que son activados térmicamente involucran la transferencia de calor de cuerpos sólidos hacia fluidos circundantes en contacto con dicho cuerpo, o viceversa. Debido a que la transferencia de calor en sólidos difiere de la transferencia en fluidos, es importante conocer cómo estos dos modos de transferencia de calor interactúan en las interfaces sólido/fluido.

Considerando la figura 1.24, en la cual se puede observar que el calor está siendo disipado del sólido con una temperatura  $T(\bar{r}, t)$  hacia el fluido circundante a una temperatura  $T_f$ . La situación inversa también es posible. De acuerdo a la figura 1.24 se puede ver que en la interfaz entre el sólido y el fluido se construye una capa de frontera en el fluido adyacente a la superficie del sólido. El espesor de esta capa depende de la velocidad del fluido sobre la superficie del sólido y de las propiedades del fluido. Esta capa crea una barrera para el libre transporte de calor entre el sólido y el fluido. Una resistencia para el flujo de calor es generada en esta capa, y debido a esta resistencia la temperatura superficial del sólido no es igual a la temperatura del fluido  $T_f$ , dicha resistencia térmica puede ser evaluada numéricamente por  $1/h$ .

Por la ecuación (1.28) del vector de flujo de calor, el flujo de calor  $q_s$  entrando en la interfaz del sólido y el flujo de calor  $q_f$  saliendo de la interfaz y entrando al fluido como se muestra en la figura 1.24, se obtiene la siguiente relación en la interfaz:

$$-\kappa \left. \frac{\partial T(\bar{r}, t)}{\partial n} \right|_{r_s} = h [T(r_s, t) - T_f] \quad (1.34)$$

El vector norma  $\mathbf{n}$  es el vector normal en el punto de interés en la frontera específica entre el sólido y el fluido.

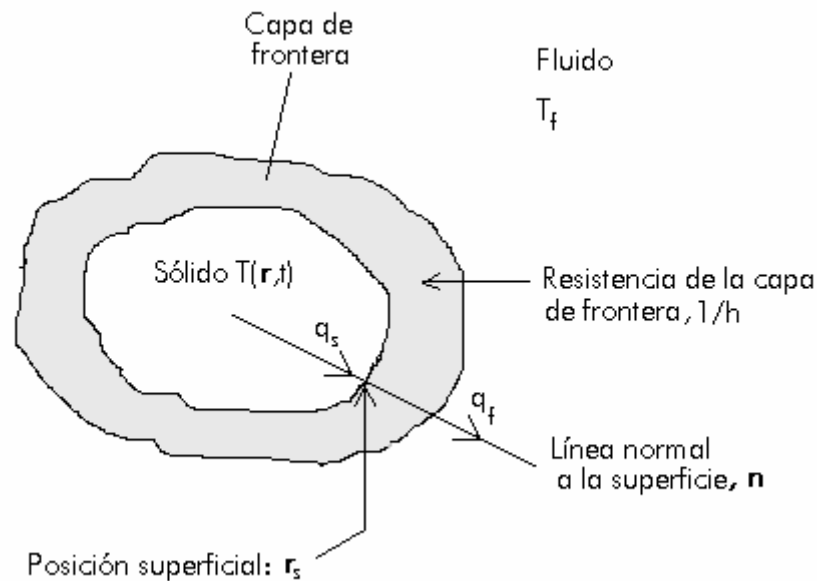


Fig. 1.24. Flujo de calor entre sólido y fluido.



### 1.3.3. Transferencia de Calor por Radiación.

La tercer manera en que los cuerpos pueden intercambiar calor es emitiendo o absorbiendo radiación térmica. La radiación térmica es definida como la radiación electromagnética en el rango de longitud de onda de 0.1 a 100 micrómetros y surge como resultado de la diferencia de temperatura entre dos cuerpos. Las leyes de Kirchhoff indican que si la radiación es incidente sobre una superficie, la suma de la radiación absorbida, reflejada y transmitida es igual a la radiación incidente total, para cada longitud de onda, la cual viene dada por la siguiente expresión:

$$1 = \varepsilon_{\text{absorbida}} + \varepsilon_{\text{reflejada}} + \varepsilon_{\text{transmitida}} \quad (1.35)$$

Puesto que la mayoría de los cuerpos sólidos son opacos a la radiación térmica, se puede ignorar el componente de transmisión por lo que la ecuación 1.35 puede ser rescrita:

$$1 = \varepsilon_{\text{absorbida}} + \varepsilon_{\text{reflejada}} \quad (1.36)$$

La fracción de radiación que es absorbida es llamada parámetro de absorción  $\alpha$ , la cual es una función de la longitud de onda de la radiación. Un cuerpo que tiene la capacidad de absorber toda la radiación ( $\alpha = 1$ ) es llamado cuerpo negro. De acuerdo a Kirchhoff, para cada longitud de onda, sostienen que la emisividad  $\varepsilon(\nu)$  es igual al parámetro de absorción  $\alpha(\nu)$ , donde la fracción de radiación que es emitida  $E$ , comparada con la emitida por un cuerpo negro  $E_{\text{cuerponegro}}$ , es llamada emisividad:

$$\varepsilon = \frac{E}{E_{\text{cuerponegro}}} \quad (1.37)$$

### 1.3.4. Condiciones de Frontera.

La ecuación diferencial de conducción de calor (1.30) tendrá numerosas soluciones a menos que un conjunto de condiciones de frontera y condiciones iniciales (cuando el problema es dependiente del tiempo) sean preestablecidas. Por conveniencia, las condiciones de frontera serán separadas en tres grupos:

1. Condiciones de frontera de primer tipo.
2. Condiciones de frontera de segundo tipo.
3. Condiciones de frontera de tercer tipo.

#### 1.3.4.1. Condición de Frontera de Primer Tipo.

Aquí la temperatura a lo largo de las fronteras o superficies es preestablecida y en general es una función tanto de la posición como del tiempo:

$$T(\bar{r}, t) \Big|_{\bar{r}=\bar{r}_s} = f_i(\bar{r}_s, t) \quad \text{en la frontera } s_i \quad (1.38)$$

En casos especiales, la temperatura en las fronteras puede llegar a ser únicamente una función de la posición, función del tiempo ó una constante.



Por otro lado, si la temperatura en la frontera desaparece, se tiene:

$$T(\bar{r}, t) = 0 \quad \text{en la frontera } s_i \quad (1.39)$$

Este caso especial es llamado condición de frontera homogénea de primer tipo. Una frontera que es sujeta a una temperatura cero satisface las condiciones de frontera homogénea de primer tipo, de la misma manera una frontera que se mantiene a una temperatura constante  $T_0$ , también satisface esta condición si la temperatura es medida en un exceso de  $T_0$ .

#### 1.3.4.2. Condición de Frontera de Segundo Tipo.

En este tipo de condición, la derivada normal de la temperatura es preestablecida, y ésta puede ser una función tanto de la posición como del tiempo, en forma general viene dada por:

$$\frac{\partial T(\bar{r}, t)}{\partial n_i} = f_i(\bar{r}_i, t) \quad \text{en la frontera } s_i \quad (1.40)$$

Esta condición de frontera es equivalente a preestablecer la magnitud del flujo de calor a lo largo de la frontera, ya que el lado izquierdo de la ecuación (1.40) llega a ser la magnitud del flujo de calor en la frontera cuando ambos lados de la ecuación (1.40) son multiplicados por la conductividad térmica del material.

Casos especiales de la ecuación (1.40), incluyen la derivada normal de la temperatura en la frontera a ser únicamente función de la posición, del tiempo ó una constante. En el caso de que la derivada normal de la temperatura en la frontera desaparezca se tiene:

$$\frac{\partial T(\bar{r}, t)}{\partial n_i} = 0 \quad \text{en la frontera } s_i \quad (1.41)$$

Este caso especial es llamado la condición de frontera homogénea de segundo tipo. Una condición de frontera aislada satisface esta condición.

#### 1.3.4.3. Condición de Frontera de Tercer Tipo.

En este tipo de condición, una combinación lineal de la temperatura y su derivada normal es preestablecida en la frontera, y viene dada por:

$$k_i \frac{\partial T(\bar{r}, t)}{\partial n_i} + h_i T(\bar{r}, t) = f_i(\bar{r}_s, t) \quad \text{en la frontera } s_i \quad (1.42)$$

Las condiciones de frontera del primer y segundo tipo pueden ser obtenidas de la ecuación (1.42), seleccionando  $k_i$  y  $h_i$  igual a cero respectivamente. El significado físico de la ecuación (1.42) es que la frontera bajo consideración disipa calor por convección de acuerdo a la ley de enfriamiento de Newton (la transferencia de calor es proporcional a la diferencia de temperatura) a la temperatura que rodea a la frontera, la cual varía tanto con

el tiempo como con la posición a lo largo de la frontera. Considerando la figura 1.25 y haciendo un balance de energía para la frontera  $s_i$  se tiene:

$$-k_i \frac{\partial T(\bar{r}, t)}{\partial n_i} = h_i (T(\bar{r}, t) - T_a(\bar{r}, t)) \quad (1.43)$$

ó

$$-k_i \frac{\partial T(\bar{r}, t)}{\partial n_i} + h_i T(\bar{r}, t) = h_i \cdot T_a(\bar{r}, t) \equiv f_i(\bar{r}_s, t) \quad (1.44)$$

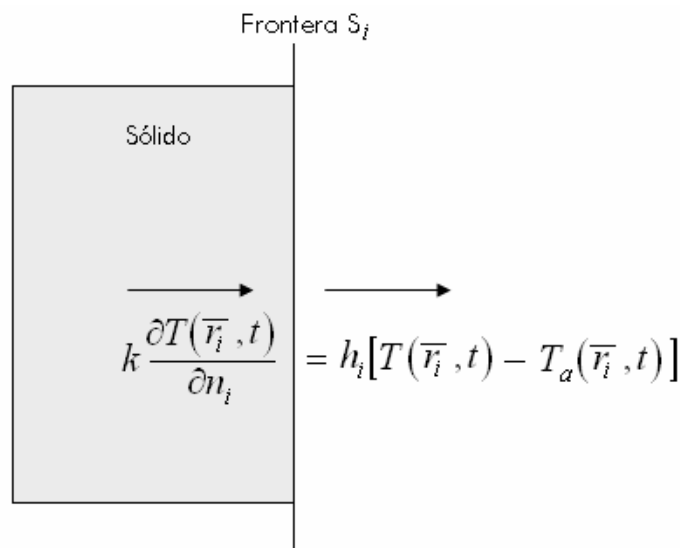


Fig. 1.25. Disipación de calor en la frontera de acuerdo a la ley de enfriamiento de Newton.

Un caso especial de la ecuación (1.42) es:

$$-k_i \frac{\partial T(\bar{r}, t)}{\partial n_i} + h_i T(\bar{r}, t) = 0 \quad (1.45)$$

La cual es llamada la condición de frontera homogénea de tercer tipo. La situación física descrita por la ecuación (1.45) es que se disipa calor por convección desde la frontera a un medio donde la temperatura es cero.

### 1.3.5. Conducción de Calor en Estructuras Multicapa.

Debido a que muchas estructuras MEMS son hechas a base de películas delgadas multicapa de diferentes materiales, un análisis de la conducción de calor es requerido para describir el comportamiento térmico en la estructura.

Un análisis completo de la conducción de calor en regiones compuestas requiere derivaciones matemáticas complejas. En este trabajo se presenta una formulación en una dimensión para realizar el análisis. Teniendo en cuenta además la siguiente consideración: se asume que las capas que componen a la estructura tienen un contacto térmico perfecto en las interfases [19].





Considere la figura 1.26, donde la temperatura  $T_i(x,t)$  en cada una de las capas que constituyen a la estructura, puede ser obtenida resolviendo el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\frac{\partial^2 T_i(x,t)}{\partial x^2} = \frac{1}{\alpha_i} \frac{\partial T_i(x,t)}{\partial t} \quad (1.46)$$

En la cual  $i = 1, 2, 3, \dots$ ,  $x_i \leq x \leq x_{i+1}$  y  $t > 0$  y que debe satisfacer con las siguientes condiciones:

Condición inicial preestablecida en  $x_i \leq x \leq x_{i+1}$  para  $t = 0$

Condiciones de frontera preestablecidas en  $x = 0$  y  $x = x_{i+1}$  para  $t > 0$

En la figura 1.26 y en la ecuación (1.46),  $k_i$  y  $\alpha_i$  con  $i = 1, 2, 3, \dots$  denotan respectivamente la conductividad térmica y la difusividad térmica del material en la capa  $i$ .

Otras condiciones aplicables al problema de conducción de calor en regiones compuestas involucran las continuidades de temperaturas y flujo de calor en las interfases:

$$T_i(x_{i+1}, t) = T_{i+1}(x_{i+1}, t) \quad \text{para } i = 1, 2, 3, \dots \quad (1.47)$$

$$k_i \frac{\partial T_i(x_{i+1}, t)}{\partial x} = k_{i+1} \frac{\partial T_{i+1}(x_{i+1}, t)}{\partial x} \quad \text{para } i = 1, 2, 3, \dots \quad (1.48)$$

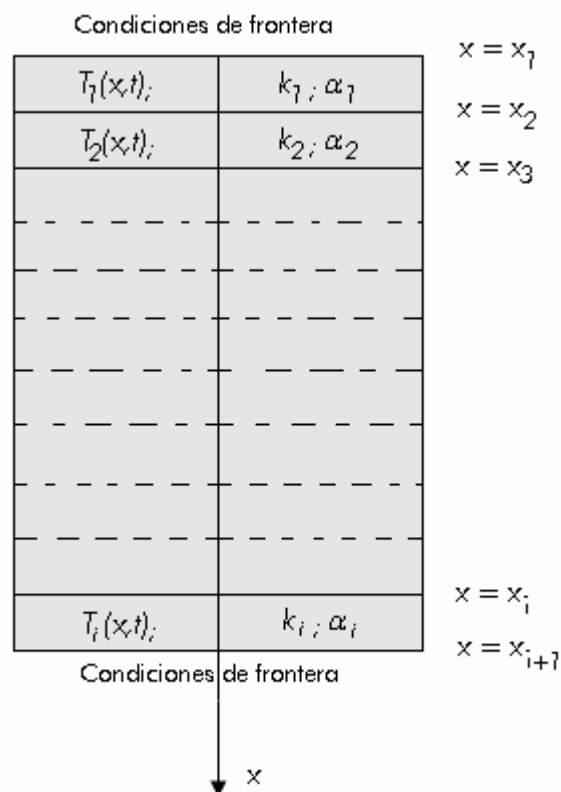


Fig. 1.26. Temperaturas en una estructura multicapa.



## 1.4. Sumario.

Dada la importancia e interés en el análisis térmico y diseño de un sensor de gas MEM, se incluyeron en este capítulo temas relacionados sobre los sistemas-micro-electro-mecánicos (MEMS), presentando su definición, descripción, campos de aplicación así como las ventajas que presentan respecto a su forma de integración. Se incluyeron temas relacionados a los microsensores térmicos y químicos debido a su importancia para el diseño del sensor de gas MEM, y en forma general, se presentan los conceptos fundamentales relacionados a la teoría de transferencia de calor, debido a que este tipo de dispositivos son activados por medios térmicos. Todos estos conceptos fueron incluidos en este capítulo por considerar que pueden ser de gran utilidad para el lector. Sin embargo, cabe señalar que con estos conceptos no se pretende suplir un curso completo de estos temas, ya que solo se trata de breves ensayos introductorios que le proporcionan al lector los conocimientos necesarios para seguir el desarrollo del sensor de gas MEM.



## Referencias.

- [1] O. Brand and G. K. Fedder, "CMOS-MEMS", Atlanta and Pittsburgh, pp. 1-56, 335-379, November 2004.
- [2] Lyshevsky, Sergey Edward, "MEMS and NEMS: systems, devices and structures, Boca Raton, FL : CRC Press, 2002
- [3] Don L. Devoe, "Thermal issues en MEMS and microscale systems", *IEEE Transactions On Components and Packaging Technologies*, Vol 25, No. 4, pp. 576-583, December 2003.
- [4] Tai-Ran Hsu, "MEMS & Microsystems: *Design and Manufacture*", McGraw-Hill, New York, pp. 188-208, 2002.
- [5] Gardner Julian W, "Microsensors, MEMS and smart devices", Chichester: John Wiley and Sons, pp. 117-143, 145-172, 227-239, 280-292, 2001.
- [6] Richard S. Muller, Roger T. Howe, Stephen D. Senturia, Rosemary L. Smith, and Richard M. White, "Microsensors", New York: IEEE Press, pp. 3-10, 1991.
- [7] Sze, S. M., "Semiconductors sensors," New York: J. Wiley and Sons, 1994.
- [8] I. Lundström, "", *Sensors and Actuators B*, Vol 56, pp. 75-82, 1996. (Completar)
- [9] L.G. Exedahl, M. Eriksson, I. Lundström, *Acc Chem, Res.* Vol 31, pp. 249-256, 1998.
- [10] J. Janata, "Principles of Chemical Sensors", New York: Plenum Press, 1989.
- [11] N. Bârsan and U. Weimar, "Conduction model of metal oxide gas sensor", *Journal of Electroceramics*, Vol. 7, pp. 143-167, 2001.
- [12] J. Watson, K. Ihokura, and G. Coles, "The tin oxide gas sensor," *Meas Sci. Technol.*, Vol.4, pp. 711-719, 1993.
- [13] D. Kohl, "Surface processes in the detection of deducing gases with SnO<sub>2</sub>-based devices," *Sens. Actuators*, Vol. 18, pp. 71-113, 1989.
- [14] R. Lalvaze and C. Pijolat, "A new approach selective detection of gas by a SnO<sub>2</sub> solid state sensors," *Sens. Actuators*, Vol. 5, pp. 55-63, 1984.
- [15] M. Gaitan, J. S. Suehle, R. E. Cavicchi, and S. Semancik, "Micro-hot-plate devices and methods for their fabrication," V. S. Patent 5 464 966. Nov. 7. 1994.
- [16] Gardner, J. W. et. al., "Integrated chemical sensor array for detecting organic solvents," *Sensors and Actuators B*, Vol. 26, pp. 135-139, 1995.
- [17] John. P. Mckelvey, "Solid state and semiconductor physics," Ed. Limusa, 1991.
- [18] F. Kreith and W. Z. Black, "Basic Heat Transfer," N.Y.: Harper and Row, Publishers, 1980, p. 91.
- [19] M. Necati Osizik, "Boundary value problems of heat conduction," Dover Publications, Inc, Minoela, New York, pp. 1-37, 264-276, 1968.
- [20] Sze, S. M, "Semiconductor devices, physics and technology", New York : John Wiley and Sons, c2002.



---

# CAPÍTULO DOS

## ANÁLISIS TÉRMICO DEL SENSOR DE GAS MEM.





## 2. Análisis Térmico del Sensor de Gas MEM.

En este capítulo se presenta el modelo electro-térmico de un sensor de gas MEM, así como una simulación aproximada, realizada en SPICE, que describe el comportamiento térmico en estado transitorio del sensor de gas MEM y que es compatible con el modelo utilizado en dispositivos discretos. Se presentan además los valores resultantes de la magnitud de corriente eléctrica que debe ser aplicada a la micro-placa-caliente (MPC) para alcanzar los niveles de temperatura necesarios para activar el mecanismo de sensado. También se presenta un análisis térmico en estado estable que determina la eficiencia térmica y constante de tiempo térmica de la MPC además de una solución analítica de la conducción de calor en estado transitorio del sensor de gas MEM en una dimensión y con condiciones de frontera arbitrarias, a través de las diferentes capas que constituyen al sensor. Los resultados obtenidos se basan en la solución del sistema de ecuaciones que gobierna la transferencia de calor en el dispositivo.

### 2.1. Sensor de Gas MEM.

El sensor de gas MEM presentado en este trabajo es una estructura suspendida, la cual consiste de un área de aislamiento térmico, una estructura calefactora, un sensor de temperatura, las cuales constituyen a la MPC, y de una capa sensora, que es un óxido metálico de ZnO para que de esta manera, partículas de gas puedan ser sensadas.

La estructura calefactora y el área de sensado está compuesta por las siguientes películas: dióxido de silicio ( $\text{SiO}_2$ )/Polisilicio (Poly 1)/óxido de polisilicio (PolyOx 1)/Polisilicio II (Poly II)/óxido de zinc (ZnO). El resistor usado como elemento calefactor es definido en la capa de poly 1, el cual es encapsulado en capas de óxido. El poly II es diseñado de tal manera que pueda coleccionar la carga absorbida por la película sensora. Como el silicio es un buen conductor del calor, éste debe ser removido de la parte inferior de la MPC para lograr una alta eficiencia térmica y un buen aislamiento térmico y así evitar que se puedan dañar los circuitos que se encuentran integrados en el chip. Estas películas son colocadas sobre un puente en forma de X tal como se muestra en la figura 2.1, el cual está hecho de una capa de dióxido de silicio [1] que exhibe una baja conductividad térmica. Esta capa es diseñada sobre la estructura suspendida, la cual es desarrollada usando técnicas de micromaquinado. Una vista de la sección transversal del sensor de gas MEM se muestra en la figura 2.2 donde las dimensiones de cada una de las capas son listadas en la tabla 2.1.

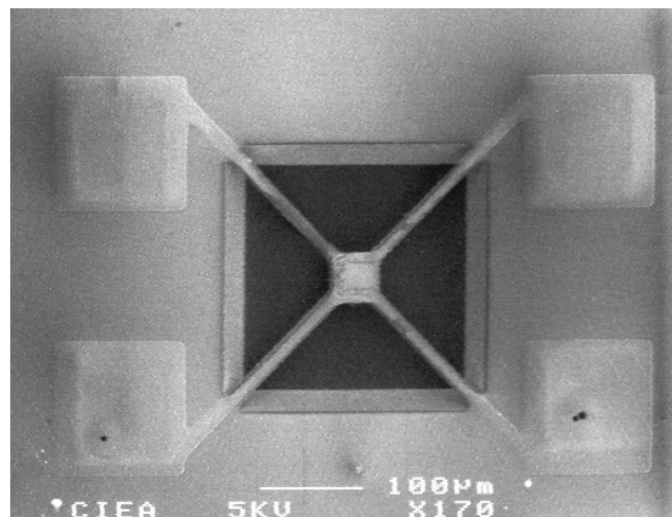


Fig. 2.1. Película de  $\text{SiO}_2$  montada sobre un puente X.

Tabla 2.1. Dimensiones de las capas que componen al sensor de gas MEM.

	W ( $\mu\text{m}$ )	L ( $\mu\text{m}$ )	x ( $\mu\text{m}$ )
Dióxido de Silicio	150	150	0.5
Polisilicio I	10	371	0.6
Óxido de polisilicio	115	115	0.08
Polisilicio II	100	100	1
Óxido de Zinc	90	90	0.2

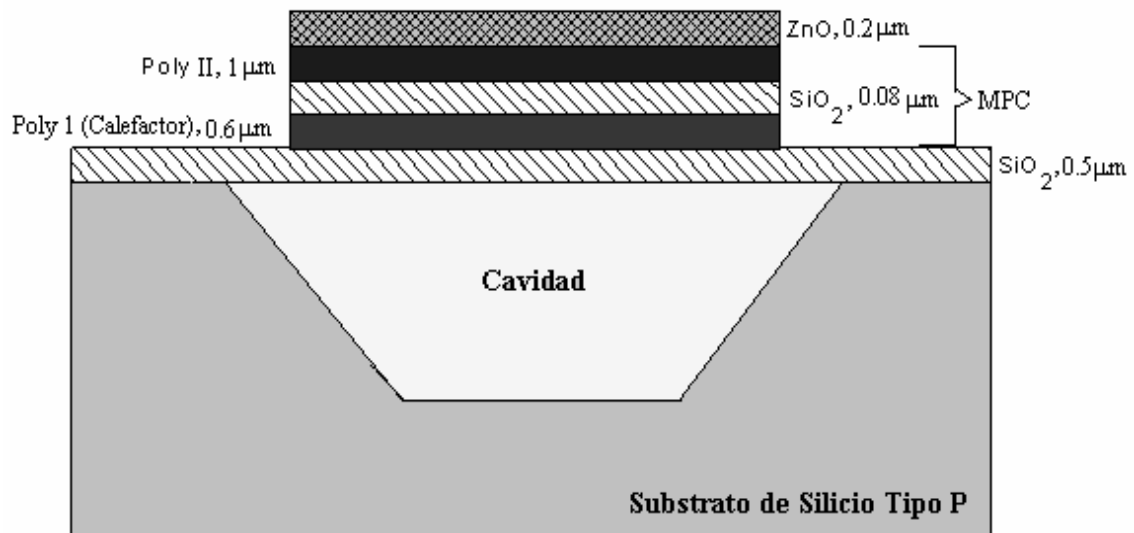


Fig. 2.2. Sección transversal del sensor de gas MEM.

La integración monolítica de una MPC con la electrónica necesaria, permite la implementación de amplificación de señal y circuitos de acondicionamiento de señal, así como circuitos de control y de lectura para el sensor de gas MEM sobre el mismo chip. Esto mejora las características señal a ruido, debido a que el efecto de interferencias puede ser minimizado, así como las líneas de conexión entre el sensor y los circuitos electrónicos pueden ser evitadas, ya que éstas potencialmente infieren ruido al sistema, así el número global de conexiones es considerablemente reducido. Consecuentemente, los esfuerzos para encapsular un chip monolítico son más bajos en comparación con una solución multichip. La MPC es el corazón del sensor de gas, ya que es utilizada para proporcionar la temperatura necesaria para activar el mecanismo de sensado y almacenar la carga sobre la película de ZnO como una función de la temperatura y de la concentración de gas.

El diagrama a bloques de la figura 2.3, muestra la arquitectura global del sensor de gas MEM. Un controlador analógico regula la temperatura de la membrana. Un resistor de polisilicio sirve como sensor de temperatura y la caída de voltaje sobre este resistor proporciona la señal de retroalimentación para el controlador de temperatura. Se puede tener un sensor de temperatura adicional si se desea monitorear la temperatura del chip o sustrato. En el diagrama también se muestra un bloque de lectura de carga de la película sensora y de acuerdo a ésta, poder determinar la concentración del gas.

Los circuitos electrónicos pueden ser agrupados en tres unidades funcionales: 1) lazo de control de temperatura de la membrana, 2) medidor de temperatura del chip y 3) medidor de la carga en la capa sensora.

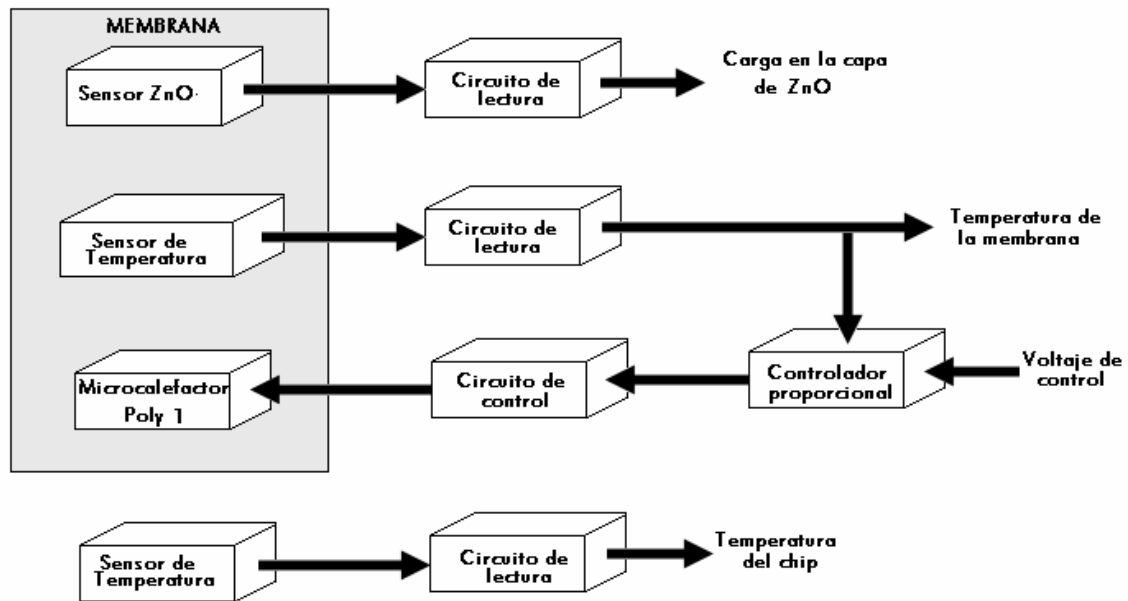


Fig. 2.3. Diagrama a bloques del sensor de gas MEM.

El controlador de temperatura, es diseñado de tal forma que la membrana pueda trabajar en un rango de temperatura que va desde 200-300 °C [1], por lo que es importante tomar en cuenta la geometría del resistor de polisilicio, parámetros físicos y térmicos, así como el efecto que producen las capas dieléctricas y electrodos en la capa sensora para la transferencia de calor y de esta manera, obtener una relación corriente-temperatura, relación que resulta importante para el diseño del controlador de temperatura del microcalefactor.

## 2.2. Modelo Electro-Térmico del Sensor de Gas MEM.

El calentamiento es un requerimiento importante en el sensor de gas MEM. Este calentamiento puede ser logrado fácilmente mediante la generación de calor Joule en un elemento resistivo de polisilicio (elemento microcalefactor), debido a que en este tipo de resistores, la temperatura puede ser controlada aplicando una corriente eléctrica a través de ellos [2] y con el aislamiento térmico apropiado, elevadas temperaturas pueden ser alcanzadas con un bajo consumo de potencia eléctrica [3], permitiendo de esta manera el control de temperatura de la MPC a través del elemento microcalefactor. Sin embargo, puesto que los materiales y las secuencias de procesamiento son predefinidos en tecnología estándar, esto podría conducir a algunas limitaciones en términos del funcionamiento y confiabilidad del sensor. Como consecuencia, es importante llevar a cabo un estudio del comportamiento térmico de la MPC. Además, un modelo que describa el comportamiento térmico del dispositivo, es útil para determinar parámetros tales como: eficiencia térmica, constante de tiempo térmica, consumo de potencia, que pueden llegar a ser útiles para la optimización del dispositivo, así como para el diseño de los circuitos de control y de lectura.

El modelo de transferencia de calor en dispositivos, es basado en la solución de la ecuación de conducción de calor [4] y en aproximaciones de modelos de circuitos equivalentes. Los circuitos eléctricos equivalentes, como modelos térmicos, son ampliamente usados debido a su fácil implementación en simuladores de circuitos (SPICE), en los cuales muchos de los modelos térmicos de dispositivos semiconductores son analizados. Esto permite un simple acoplamiento entre el fenómeno eléctrico y térmico. Las soluciones sin embargo, son obtenidas para geometrías de dispositivos en una sola dimensión.

### 2.2.1. Modelo de Transferencia de Calor.

Los procesos de conducción de calor pueden ser modelados haciendo uso tanto de la resistencia como de la capacitancia térmica, cuyos valores dependen de constantes físicas del material, de tal manera que se puedan formar modelos eléctricos que permitan calcular el incremento de temperatura en diferentes puntos del sistema. Su comportamiento es similar al de una resistencia y capacitancia eléctrica, por lo que es importante considerar las analogías electro-térmicas, las cuales fueron mostradas en la tabla 1.4 del capítulo anterior.

El modelo de transferencia de calor ha sido desarrollado para investigar teóricamente la respuesta térmica de la MPC y obtener una relación entre la temperatura y la corriente eléctrica aplicada al microcalefactor. Este modelo es mostrado gráficamente en la figura 2.4, en donde se tienen las siguientes consideraciones con la finalidad de simplificar el modelo: primero, el microresistor de polisilicio (microcalefactor) tiene una temperatura uniforme a lo largo de la membrana flotante, asumiendo así una distribución uniforme de temperatura. Segundo, la pérdida de calor a través de los extremos del microresistor son omitidos debido a que sus áreas de sección transversal son mucho más pequeñas comparadas con las áreas a lo largo del microcalefactor, de la misma manera la pérdida de calor debido al contacto entre capas de la MPC es omitida, puesto que es una estructura de capas muy delgadas. Tercero, el efecto de calentamiento en el sustrato es un factor importante a ser considerado, por lo que para simplificar el análisis se puede determinar que el sustrato tiene una temperatura uniforme de  $T_s$  igual a la temperatura ambiente  $T_o$ , asumiendo de esta manera que la cavidad por debajo de la MPC realiza la función de un buen disipador de calor, proporcionando así un excelente aislamiento térmico al sustrato de silicio.

La ecuación diferencial que describe el comportamiento térmico en estado transitorio de la MPC, está dada por la ecuación (1.30) y haciendo uso de la ecuación (1.32) se puede obtener la siguiente expresión:

$$\rho c \frac{\partial T}{\partial t} = \nabla \cdot (\kappa \nabla T) + J \nabla \psi \quad (2.1)$$

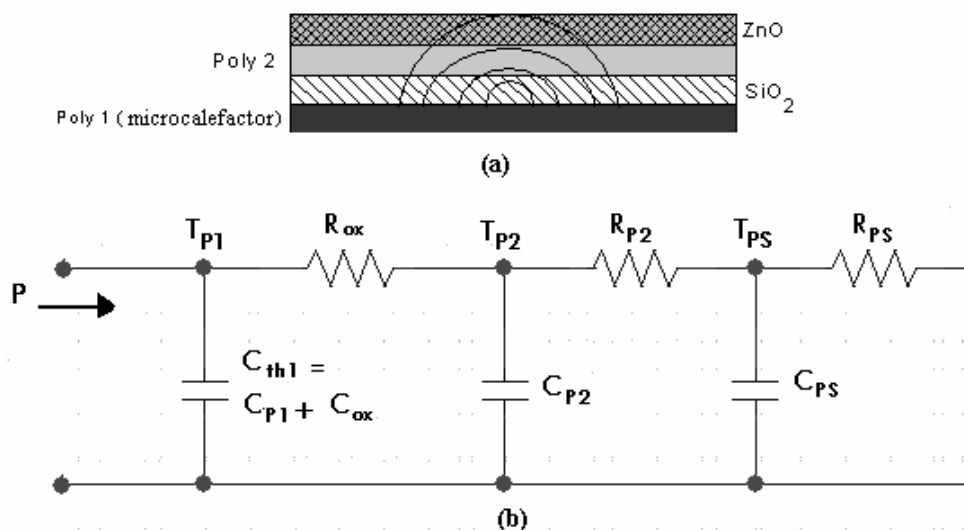


Fig. 2.4. (a). Diagrama esquemático del modelo de transferencia de calor. (b). Analogía electro-térmica del circuito eléctrico equivalente usado para la solución del modelo de transferencia de calor del sensor de gas MEM.





Donde  $\kappa$  es la conductividad térmica,  $\psi$  denota el potencial eléctrico,  $J$  es la densidad de corriente eléctrica,  $\rho$  es la densidad del material y  $c$  es el calor específico. La ecuación 2.1 gobierna la distribución de temperatura tanto en las regiones eléctricamente conductoras como en las regiones aislantes. El miembro del lado izquierdo de la ecuación (2.1) puede ser modelado usando un capacitor, en donde su valor resulta de la integración del término dependiente del tiempo [4]:

$$\rho c_p \frac{\partial}{\partial t} \int_V T dV \quad (2.2)$$

El segundo término del lado derecho en la ecuación (2.1) representa el calentamiento Joule en el microresistor de polisilicio, por lo que se puede obtener finalmente la siguiente expresión:

$$C_{th} \frac{\partial T}{\partial t} = \frac{\Delta T}{R_{th}} + I^2 R(T) \quad (2.3)$$

Donde  $C_{th}$  es la capacitancia térmica,  $R_{th}$  es la resistencia térmica,  $\Delta T$  es la diferencia de temperatura,  $I$  denota la corriente eléctrica a través del microresistor de polisilicio y  $R(T)$  es la resistencia del microcalefactor en función de la temperatura.

La capacitancia y resistencia térmica están dadas de acuerdo a las ecuaciones (1.12) y (1.15) respectivamente:

$$C_{th} = \rho c_p V \quad R_{th} = \frac{l}{\kappa A}$$

Donde  $V$  es el volumen del material,  $l$  denota la trayectoria del flujo de calor sobre el material y  $A$  es el área vista por el flujo de calor.

Después de que el circuito eléctrico equivalente es obtenido, tal como se muestra en la figura 2.4(b), éste puede ser resuelto analíticamente. Basado en las consideraciones anteriores y haciendo uso de la ecuación (2.3), se realiza un balance de energía del circuito eléctrico equivalente, de tal manera que se pueda obtener el sistema de ecuaciones diferenciales que describe el comportamiento térmico del sensor de gas MEM en estado transitorio, obteniéndose el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{aligned} C_{P1} \frac{\partial T_{P1}}{\partial t} &= I^2 R(T) - \frac{T_{P1} - T_{P2}}{R_{OX}} \\ C_{P2} \frac{\partial T_{P2}}{\partial t} &= \frac{T_{P1} - T_{P2}}{R_{OX}} - \frac{T_{P2} - T_{PS}}{R_{P2}} \\ C_{PS} \frac{\partial T_{PS}}{\partial t} &= \frac{T_{P2} - T_{PS}}{R_{P2}} - \frac{T_{PS}}{R_{PS}} \end{aligned} \quad (2.4)$$

La resistencia del elemento calefactor en función de la temperatura puede ser aproximada a la ecuación lineal dada por la ecuación (1.2), la cual puede ser escrita de la siguiente manera:

$$R(T) = R_0 [1 + \alpha(T - T_0)] \quad (2.5)$$



Donde  $R_0$  es la resistencia promedio a una temperatura de referencia,  $T_0$  que en este caso tomará un valor de  $0^\circ\text{C}$ , y  $\alpha$  es el coeficiente de temperatura de resistencia (TCR).

Sustituyendo la ecuación (2.5) en el sistema de ecuaciones (2.4) se tiene:

$$\begin{aligned}\frac{\partial T_{P1}}{\partial t} &= \frac{I^2 R_0}{C_{P1}} + \frac{\alpha I^2 R_0}{C_{P1}} T_{P1} - \frac{1}{R_{OX} C_{P1}} T_{P1} + \frac{1}{R_{OX} C_{P1}} T_{P2} \\ \frac{\partial T_{P2}}{\partial t} &= \frac{1}{R_{OX} C_{P2}} T_{P1} - \frac{1}{R_{OX} C_{P2}} T_{P2} - \frac{1}{R_{P2} C_{P2}} T_{P2} + \frac{1}{R_{P2} C_{P2}} T_{PS} \\ \frac{\partial T_{PS}}{\partial t} &= \frac{1}{R_{P2} C_{PS}} T_{P2} - \frac{1}{R_{P2} C_{PS}} T_{PS} - \frac{1}{R_{PS} C_{PS}} T_{PS}\end{aligned}\quad (2.6)$$

Para la solución del sistema son requeridas las condiciones iniciales, que para este circuito son:

$$\begin{aligned}T_{P1}(t=0) &= 0^\circ\text{C} \\ T_{P2}(t=0) &= 0^\circ\text{C} \\ T_{PS}(t=0) &= 0^\circ\text{C}\end{aligned}\quad (2.7)$$

A continuación se definen algunas constantes con el objetivo de evitar confusiones y así obtener expresiones que puedan ser manejadas con mayor facilidad durante el desarrollo analítico en la solución del sistema de ecuaciones:

$$\begin{aligned}A &= \frac{I^2 R_0}{C_{P1}} ; \quad B = \frac{\alpha I^2 R_0}{C_{P1}} ; \quad C = \frac{1}{R_{OX} C_{P1}} ; \quad D = \frac{1}{R_{P2} C_{P2}} \\ E &= \frac{1}{R_{OX} C_{P2}} ; \quad F = \frac{1}{R_{PS} C_{PS}} ; \quad G = \frac{1}{R_{P2} C_{PS}}\end{aligned}\quad (2.8)$$

Sustituyendo (2.8) en (2.6) se tiene:

$$\begin{aligned}\frac{\partial T_{P1}}{\partial t} &= A + (B - C)T_{P1} + C T_{P2} \\ \frac{\partial T_{P2}}{\partial t} &= E T_{P1} - (D + E)T_{P2} + D T_{PS} \\ \frac{\partial T_{PS}}{\partial t} &= G T_{P2} - (F + G)T_{PS}\end{aligned}\quad (2.9)$$

Del sistema anterior se pueden definir las siguientes constantes:

$$\begin{aligned}H &= C - B \\ J &= D + E \\ K &= F + G\end{aligned}\quad (2.10)$$



Obteniéndose finalmente el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{aligned}\frac{\partial T_{P1}}{\partial t} &= A - H T_{P1} + C T_{P2} \\ \frac{\partial T_{P2}}{\partial t} &= E T_{P1} - J T_{P2} + D T_{PS} \\ \frac{\partial T_{PS}}{\partial t} &= G T_{P2} - K T_{PS}\end{aligned}\quad (2.11)$$

Por conveniencia, se manejará el sistema de ecuaciones en forma matricial y en términos de la frecuencia [5]:

$$\begin{bmatrix} sT_{P1}(s) \\ sT_{P2}(s) \\ sT_{PS}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -H & C & 0 \\ E & -J & D \\ 0 & G & -K \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_{P1}(s) \\ T_{P2}(s) \\ T_{PS}(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A(s) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_{P1}(0) \\ T_{P2}(0) \\ T_{PS}(0) \end{bmatrix}\quad (2.12)$$

Desarrollando (2.12), se obtiene:

$$\begin{bmatrix} s+H & -C & 0 \\ -E & s+J & -D \\ 0 & -G & s+K \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_{P1}(s) \\ T_{P2}(s) \\ T_{PS}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(s) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_{P1}(0) \\ T_{P2}(0) \\ T_{PS}(0) \end{bmatrix}$$

Considerando las condiciones iniciales (2.7), se obtiene el siguiente sistema matricial:

$$\begin{bmatrix} T_{P1}(s) \\ T_{P2}(s) \\ T_{PS}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s+H & -C & 0 \\ -E & s+J & -D \\ 0 & -G & s+K \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} A(s) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}\quad (2.13)$$

Obteniendo la matriz inversa presente en (2.13), se tiene:

$$\begin{bmatrix} s+H & -C & 0 \\ -E & s+J & -D \\ 0 & -G & s+K \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} s^2 + s(J+K) + JK - DG & sC + CK & CD \\ sE + EJ & s^2 + s(H+K) + HK & sD + DH \\ EG & sG + GH & s^2 + s(J+H) + (HJ - EC) \end{bmatrix} \frac{1}{\Delta(s)}$$

Donde:

$$\Delta(s) = \begin{vmatrix} s+H & -C & 0 \\ -E & s+J & -D \\ 0 & -G & s+K \end{vmatrix} = s^3 + s^2(H+J+K) + s(JK+HK+HJ-CE-DG) + (HJK-DGH-CEK)$$

Nuevamente, definiendo constantes auxiliares para la expresión anterior:

$$\begin{aligned}L &= H + J + K ; & M &= JK + HK + HJ - CE - DG ; & N &= HJK - DGH - CEJ \\ O &= J + K ; & P &= CK\end{aligned}$$



Sustituyendo las constantes anteriores, se puede obtener la siguiente expresión:

$$\Delta(s) = s^3 + Ls^2 + Ms + N \quad (2.14)$$

De acuerdo al sistema (2.13), se puede obtener la solución para  $T_{P1}$ , la cual es la temperatura del microresistor de polisilicio, por lo tanto:

$$T_{P1}(s) = \frac{A(s) \cdot [s^2 + sO + P]}{\Delta(s)}$$

Donde  $A(s) = \frac{A}{s}$  por lo que se tiene lo siguiente:

$$T_{P1}(s) = \frac{A \cdot [s^2 + sO + P]}{(s-0)(s-\lambda_1)(s-\lambda_2)(s-\lambda_3)} \quad (2.15)$$

Donde  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$  son las raíces de la ecuación (2.14) de tercer grado.

Aplicando expansión de fracciones parciales y la transformada inversa de Laplace para obtener  $T_{P1}$  en función del tiempo, se tiene que:

$$T_{P1}(t) = \Psi_0 + \Psi_1 e^{\lambda_1 t} + \Psi_2 e^{\lambda_2 t} + \Psi_3 e^{\lambda_3 t} \quad (2.16)$$

Donde:

$$\Psi_0 = -\frac{A \cdot P}{\lambda_1 \cdot \lambda_2 \cdot \lambda_3} \quad \Psi_1 = \frac{A(r_1^2 + r_1 O + P)}{\lambda_1(\lambda_1 - \lambda_2)(\lambda_1 - \lambda_3)} \quad \Psi_2 = \frac{A(r_2^2 + r_2 O + P)}{\lambda_2(\lambda_2 - \lambda_1)(\lambda_2 - \lambda_3)}$$

$$\Psi_3 = \frac{A(r_3^2 + r_3 O + P)}{\lambda_3(\lambda_3 - \lambda_1)(\lambda_3 - \lambda_2)}$$

$$\lambda_1 = \frac{Y_1 - L}{3} \quad \lambda_2 = \frac{Y_2 - L}{3} \quad \lambda_3 = \frac{Y_3 - L}{3}$$

$$Y_1 = \sqrt[3]{U} + \sqrt[3]{V} \quad Y_2 = w \sqrt[3]{U} + w^2 \sqrt[3]{V} \quad Y_3 = w^2 \sqrt[3]{U} + w \sqrt[3]{V}$$

$$w = \frac{-1 + \sqrt{-3}}{2}$$

$$U = -\frac{R}{2} + \sqrt{\frac{R^2}{4} + \frac{Q^3}{27}} \quad V = -\frac{R}{2} - \sqrt{\frac{R^2}{4} + \frac{Q^3}{27}}$$

$$Q = 9M - 3L^2 \quad R = 27N - 9LM + 2L^3$$



Finalmente, la solución del sistema (2.6) con condiciones iniciales (2.7) es:

$$\begin{aligned}
 T_{p1}(t) &= \Psi_0 + \Psi_1 e^{\lambda_1 t} + \Psi_2 e^{\lambda_2 t} + \Psi_3 e^{\lambda_3 t} \\
 T_{p2}(t) &= \frac{1}{C} \left[ \lambda_1 \Psi_1 e^{\lambda_1 t} + \lambda_2 \Psi_2 e^{\lambda_2 t} + \lambda_3 \Psi_3 e^{\lambda_3 t} - (B - C)T_{p1}(t) - A \right] \\
 T_{ps}(t) &= \frac{1}{D} \left[ \frac{dT_{p2}(t)}{dt} + (D + E)T_{p2}(t) - ET_{p1}(t) \right]
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

Las soluciones anteriores definen las temperaturas  $T_{p1}, T_{p2}, T_{ps}$  en cada uno de los nodos del circuito eléctrico equivalente mostrado en la figura 2.4(b) a cualquier instante. La temperatura final que puede ser alcanzada por el microresistor de polisilicio, después de un tiempo infinitamente largo y las constantes de tiempo son:

$$T_{p1}(\infty) = \Psi_0 \quad ; \quad \tau_1 = \frac{1}{|\lambda_1|} \quad ; \quad \tau_2 = \frac{1}{|\lambda_2|} \quad ; \quad \tau_3 = \frac{1}{|\lambda_3|}$$

De esta manera, la dependencia de la temperatura del microresistor con el tiempo, por el calentamiento debido a un pulso rectangular de corriente es descrito como:

$$T_{p1}(t) = T_{p1}(\infty) - |\Psi_1| e^{-\frac{t}{\tau_1}} - |\Psi_2| e^{-\frac{t}{\tau_2}} - |\Psi_3| e^{-\frac{t}{\tau_3}} \tag{2.18}$$

Para poder graficar el valor de temperatura que puede alcanzar el microresistor de polisilicio, cuando se le aplica un pulso rectangular de corriente, es necesario calcular tanto la capacitancia térmica como la resistencia térmica de cada una de las capas que componen al sensor de gas MEM; estos parámetros vienen definidos por las ecuaciones (1.12) y (1.15). Los valores usados en las ecuaciones son listados en la tabla 2.2 [1,6].

Tabla 2.2. Parámetros de las capas del sensor de gas MEM.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$\rho_p$	2320 Kg/m <sup>3</sup>	$t_{p2}$	1 $\mu$ m	$c_{ps}$	523.35 J/Kg°C
$c_p$	678 J/Kg °C	$\rho_{ox}$	2200 Kg/m <sup>3</sup>	$\kappa_{ps}$	6 W/m °C
$\kappa_p$	34 W/m °C	$c_{ox}$	730 J/Kg °C	$w_{ps}$	90 $\mu$ m
$w_{p1}$	10 $\mu$ m	$\kappa_{ox}$	1.4 W/m °C	$l_{ps}$	90 $\mu$ m
$l_{p1}$	371 $\mu$ m	$w_{ox}$	115 $\mu$ m	$t_{ps}$	200 nm
$t_{p1}$	600 nm	$l_{ox}$	115 $\mu$ m	$\alpha$	1.0835 x 10 <sup>-3</sup> 1/°C
$w_{p2}$	100 $\mu$ m	$t_{ox}$	80 nm	$R_0$	1545 $\Omega$
$l_{p2}$	100 $\mu$ m	$\rho_{ps}$	5606 Kg/m <sup>3</sup>	$T_0$	27 °C

De acuerdo a las expresiones dadas en (1.12) y (1.15) del capítulo uno, se pueden obtener las capacitancias y resistencias térmicas implícitas en el circuito eléctrico equivalente, dado en la figura 2.4(b); sustituyendo los valores dados en la tabla 2.2 se tiene:



Capacitancia térmica del polisilicio 1:

$$\begin{aligned}C_{p1} &= \rho_p c_p V_{p1} = \rho_p c_p (w_{p1} * l_{p1} * t_{p1}) \\C_{p1} &= (2320 \text{ Kg} / \text{m}^3)(678 \text{ J} / \text{Kg}^\circ\text{C})(10 \mu\text{m} * 317 \mu\text{m} * 0.6 \mu\text{m}) \\C_{p1} &= 3.5014 \text{ n Wseg} / ^\circ\text{C}\end{aligned}$$

Capacitancia térmica del óxido de silicio:

$$\begin{aligned}C_{ox} &= \rho_{ox} c_{ox} V_{ox} = \rho_{ox} c_{ox} (w_{ox} * l_{ox} * t_{ox}) \\C_{ox} &= (2200 \text{ Kg} / \text{m}^3)(730 \text{ J} / \text{Kg}^\circ\text{C})(115 \mu\text{m} * 115 \mu\text{m} * 0.08 \mu\text{m}) \\C_{ox} &= 1.6991 \text{ n Wseg} / ^\circ\text{C}\end{aligned}$$

Donde el parámetro  $C_{th1}$  de la figura 2.4(b) puede ser interpretado como la capacitancia térmica de la capa de polisilicio 1 (microcalefactor) y la capacitancia térmica del óxido de silicio, así:

$$\begin{aligned}C_{th1} &= C_{p1} + C_{ox} \\C_{th1} &= 3.5014 \text{ n Wseg} / ^\circ\text{C} + 1.6991 \text{ n Wseg} / ^\circ\text{C} \\C_{th1} &= 5.2005 \text{ n Wseg} / ^\circ\text{C}\end{aligned}$$

Resistencia térmica del óxido de silicio:

$$\begin{aligned}R_{OX} &= \frac{t_{p1}}{\kappa_p A_p} = \frac{t_{p1}}{\kappa_p (w_{p1} * l_{p1})} \\R_{OX} &= \frac{0.08 \mu\text{m}}{(1.4 \text{ W/m}^\circ\text{C})(115 \mu\text{m} * 115 \mu\text{m})} \\R_{OX} &= 4.3208 ^\circ\text{C/W}\end{aligned}$$

Capacitancia térmica del polisilicio 2:

$$\begin{aligned}C_{p2} &= \rho_p c_p V_{p2} = \rho_{p2} c_{p2} (w_{p2} * l_{p2} * t_{p2}) \\C_{p2} &= (2320 \text{ Kg} / \text{m}^3)(678 \text{ J} / \text{Kg}^\circ\text{C})(100 \mu\text{m} * 100 \mu\text{m} * 1 \mu\text{m}) \\C_{p2} &= 15.73 \text{ n Wseg} / ^\circ\text{C}\end{aligned}$$

Resistencia térmica del polisilicio 2:

$$\begin{aligned}R_{p2} &= \frac{t_{p2}}{\kappa_p A_{p2}} = \frac{t_{p2}}{\kappa_p (w_{p2} * l_{p2})} \\R_{p2} &= \frac{1 \mu\text{m}}{(34 \text{ W/m}^\circ\text{C})(100 \mu\text{m} * 100 \mu\text{m})} \\R_{p2} &= 2.9412 ^\circ\text{C/W}\end{aligned}$$



Capacitancia térmica de la película sensora:

$$C_{PS} = \rho_{ps} c_{ps} V_{ps} = \rho_{ps} c_{ps} (w_{ps} * l_{ps} * t_{ps})$$
$$C_{PS} = (5606 \text{ Kg} / \text{m}^3)(523.35 \text{ J} / \text{Kg}^{\circ}\text{C})(90 \mu\text{m} * 90 \mu\text{m} * 0.2 \mu\text{m})$$
$$C_{PS} = 4.7529 \text{ nWseg}/^{\circ}\text{C}$$

Resistencia térmica de la película sensora:

$$R_{PS} = \frac{t_{ps}}{\kappa_{ps} A_{ps}} = \frac{t_{ps}}{\kappa_{ps} (w_{ps} * l_{ps})}$$
$$R_{PS} = \frac{0.2 \mu\text{m}}{(6 \text{ W}/\text{m}^{\circ}\text{C})(90 \mu\text{m} * 90 \mu\text{m})}$$
$$R_{PS} = 4.1152 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

Después de haber obtenido los valores de las capacitancias y resistencias térmicas, se pueden calcular todas las constantes auxiliares utilizadas para la solución del sistema, y de esta manera poder graficar la expresión de temperatura del microresistor de polisilicio en función de la corriente eléctrica aplicada a dicho microresistor. Las gráficas fueron obtenidas con ayuda del programa computacional MathCad. Las variaciones de temperatura del microresistor a diferentes corrientes eléctricas son mostradas en la figura 2.5, de la cual se puede determinar la corriente requerida para alcanzar los niveles de temperatura necesarios para activar el mecanismo de sensado. Esta información permite realizar el diseño adecuado de la fuente de corriente, que debe ser aplicada al microcalefactor, y así lograr un buen funcionamiento del sistema sensor.

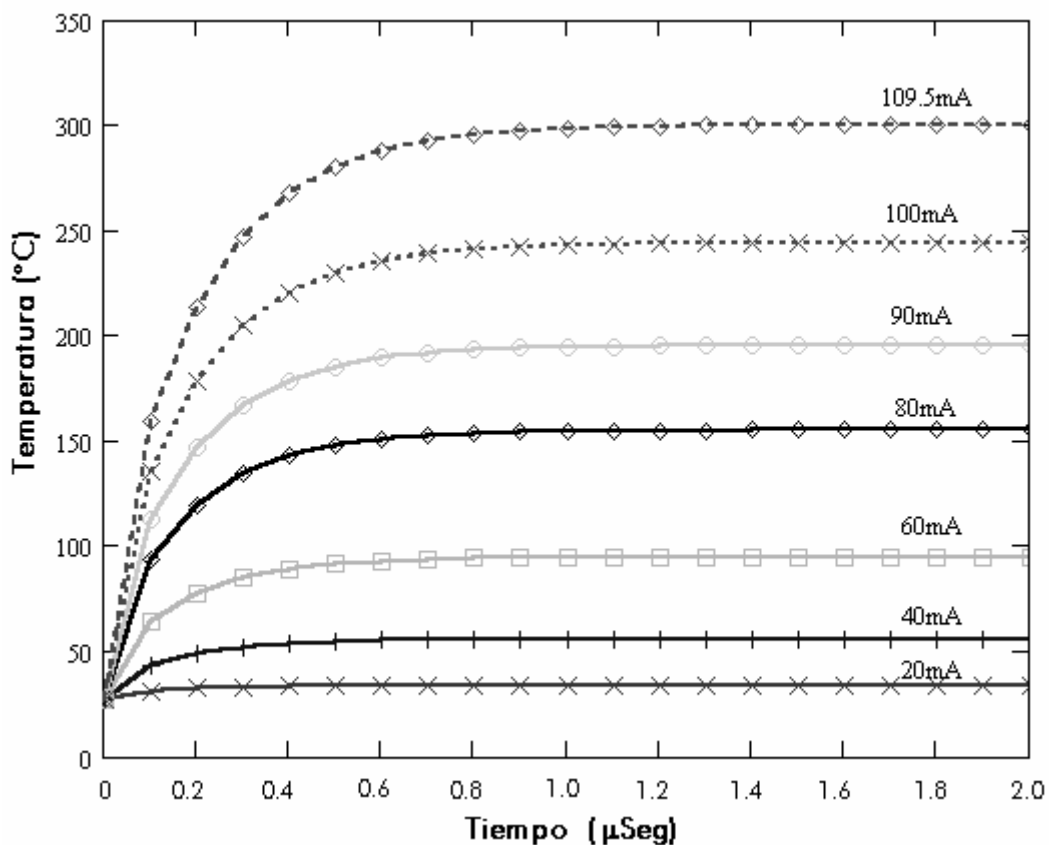


Fig. 2.5. Respuesta dependiente del tiempo del microcalefactor sujeta a una corriente eléctrica de entrada usando el programa computacional MathCad.

En la figura 2.5 se muestran los diferentes valores de temperatura alcanzados por el microcalefactor a diferentes corrientes eléctricas de entrada que van desde 20mA hasta 109.5mA, las temperaturas son registradas para los primeros 2 $\mu$ Seg. Como es esperado, la temperatura del microcalefactor aumenta conforme la corriente eléctrica de entrada aumenta. Se puede observar además que para obtener una temperatura de 300°C, valor al cual será caracterizado el sensor de gas MEM, es necesario aplicar una corriente eléctrica de 109.5mA.

Para visualizar la dependencia de la temperatura con la corriente eléctrica aplicada considérese la ecuación resultante (2.18), de la cual se puede obtener una gráfica donde se pueda observar el efecto que tiene la corriente eléctrica aplicada sobre la temperatura del microcalefactor, tal efecto se muestra en la figura 2.6.

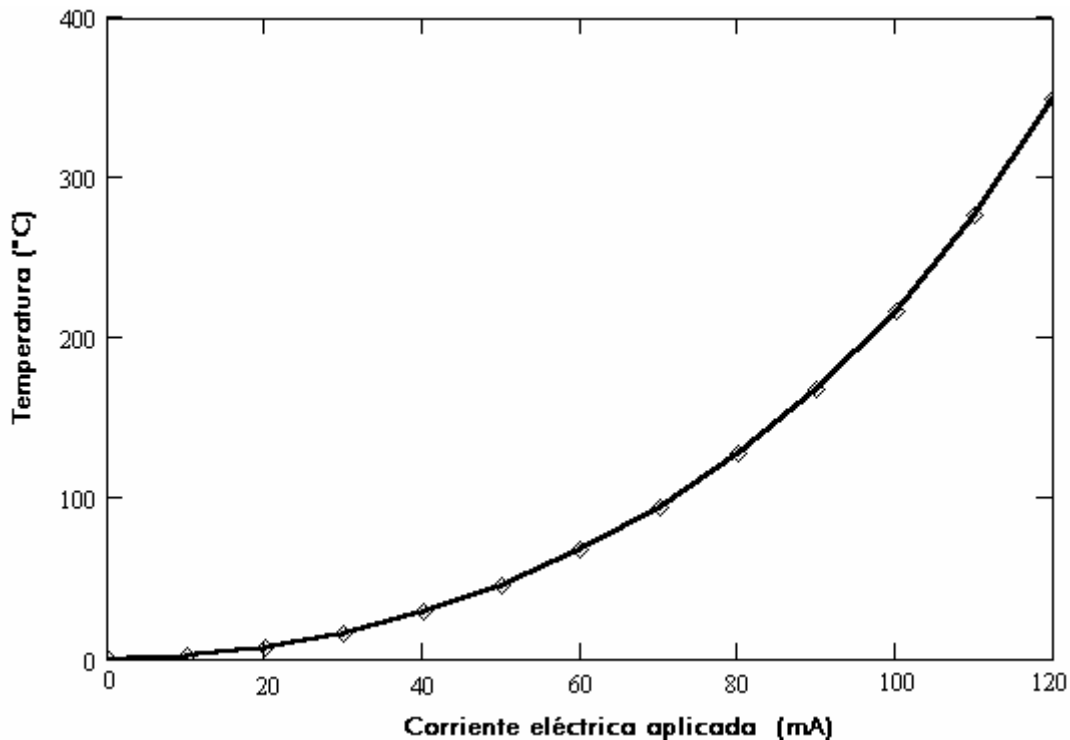


Fig. 2.6. Respuesta de temperatura del microcalefactor en función de la corriente eléctrica aplicada usando el programa computacional MathCad.

### Simulación en SPICE.

Una de las maneras más usuales y apropiadas para analizar el comportamiento térmico de los dispositivos semiconductores, es mediante el uso de simuladores de circuitos eléctricos, en donde muchos de los dispositivos semiconductores son analizados. En esta sección se realizará la simulación del circuito eléctrico equivalente de la figura 2.4(b), de tal forma que se pueda observar el comportamiento térmico del sensor de gas MEM, comparando los resultados simulados con los obtenidos analíticamente mediante el programa computacional MathCad. Dicha simulación es realizada en el simulador de circuitos SPICE.

Las simulaciones se harán para obtener una temperatura de 300 °C, ya que en trabajos anteriores, la estructura sensora de gas ha sido caracterizada para detectar partículas de gas a este valor de temperatura [1].





La forma para obtener el nivel de corriente necesario para alcanzar una temperatura de  $300\text{ }^{\circ}\text{C}$  en el elemento microcalefactor fue variando el valor de la magnitud de corriente en el simulador hasta llegar a obtener los  $300\text{ }^{\circ}\text{C}$  deseados. El circuito eléctrico equivalente empleado para la simulación en SPICE, se muestra en la figura 2.7. Cabe señalar que el eje de la simulaciones obtenidas ya está dado en volts, cuyo equivalente directo es la temperatura dada en  $^{\circ}\text{C}$ , de acuerdo a las analogías electro-térmicas señaladas en el capítulo anterior.

El listado resultante del circuito que se utiliza para la simulación, se presenta a continuación:

```
* source SENSOR DE GAS MEM
C_Cthp2    TO TP2 5.2006n
R_Rthox    TP1 TP2 4.3208
C_Cth1     TO TP1 15.73n
R_Rthp2    TP2 TPS 2.9412
I_P        TO TP1
V_To       TO 0 27V
C_Cthps    TO TPS 4.7529n
R_Rthps    TPS TO 4.1152
+PULSE     0 24A 0s 0.1m 0.10 0.5ms 1ms
```

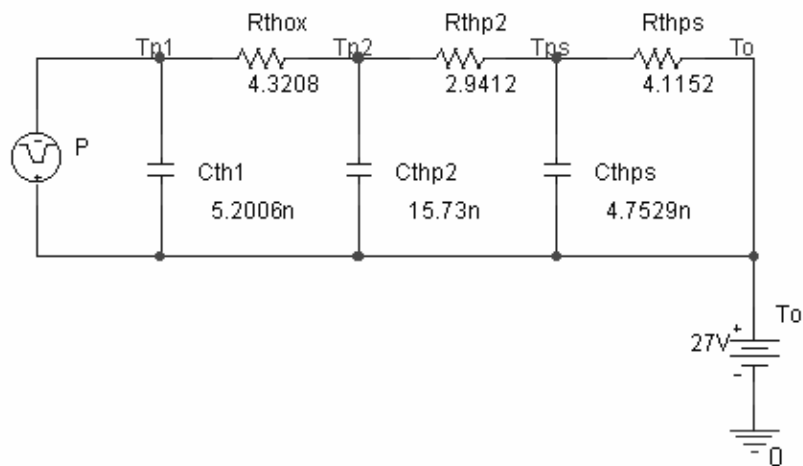


Fig. 2.7. Circuito eléctrico equivalente del sensor de gas MEM.

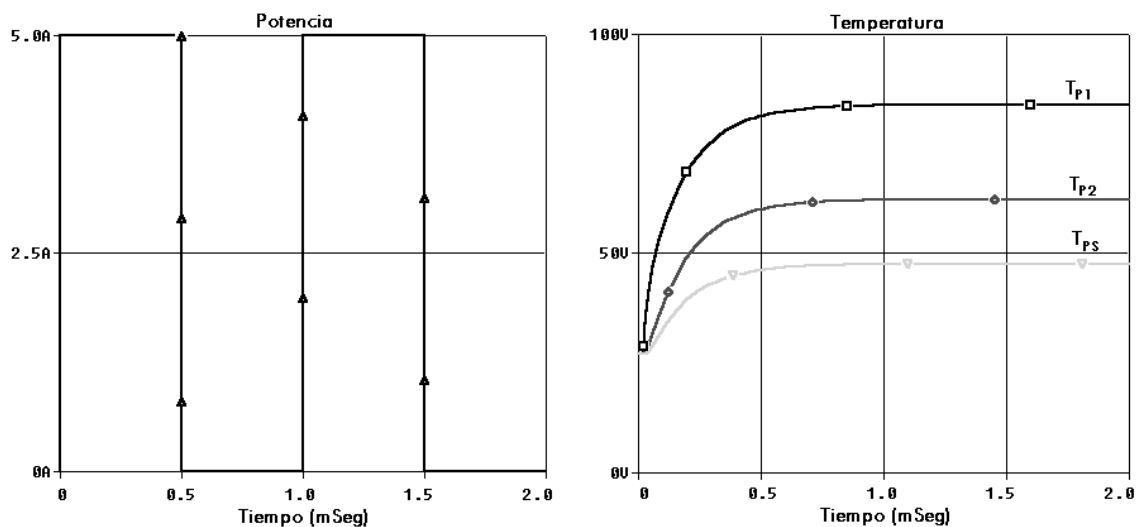


Fig. 2.8. Incremento de temperatura para los primeros  $2\mu\text{seg}$  con un pulso de corriente de entrada de 5A a una frecuencia de 1KHz.

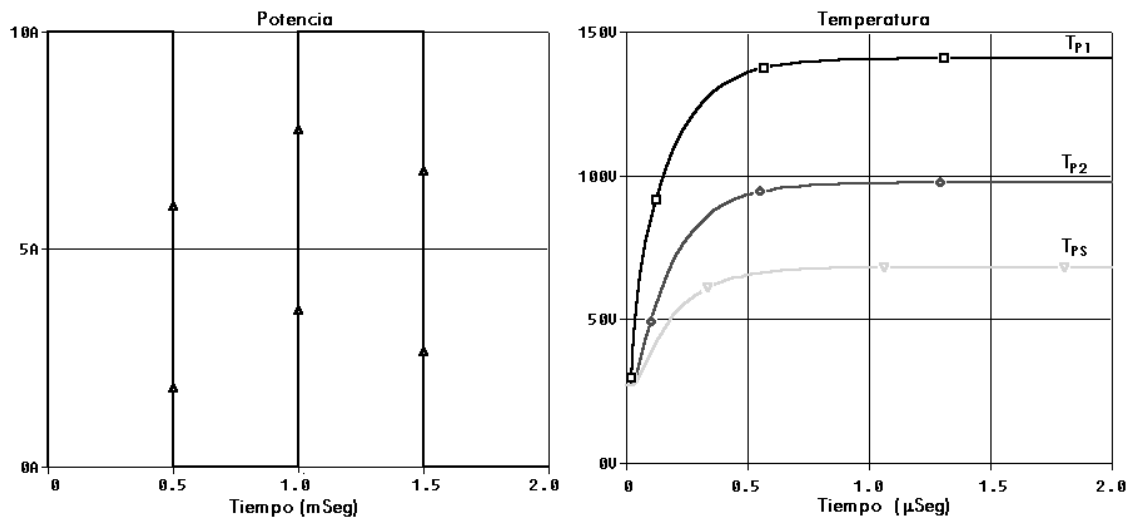


Fig. 2.9. Incremento de temperatura para los primeros 2µseg con un pulso de corriente de entrada de 10A a una frecuencia de 1KHz.

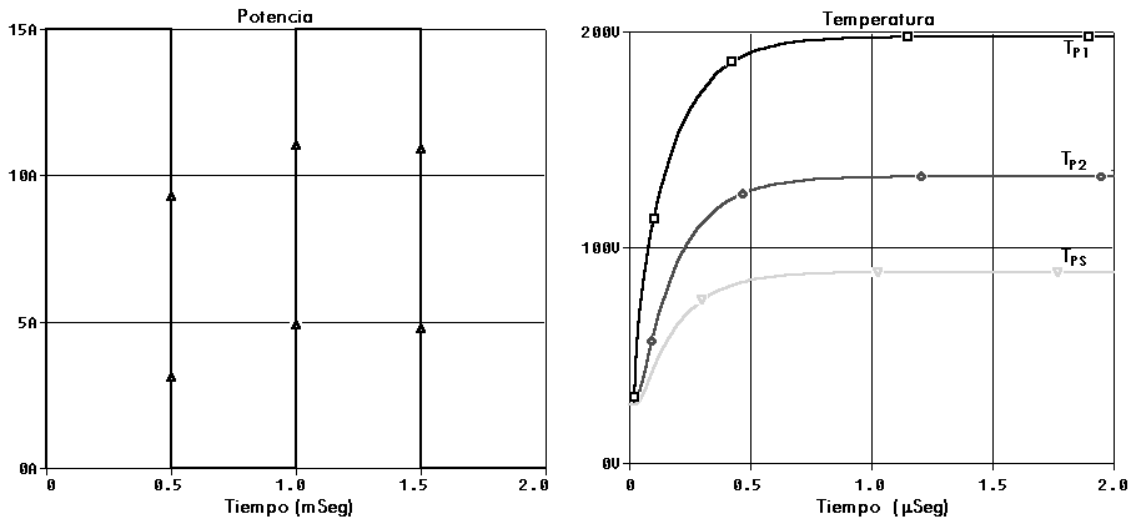


Fig. 2.10. Incremento de temperatura para los primeros 2µseg con un pulso de corriente de entrada de 15A a una frecuencia de 1KHz.

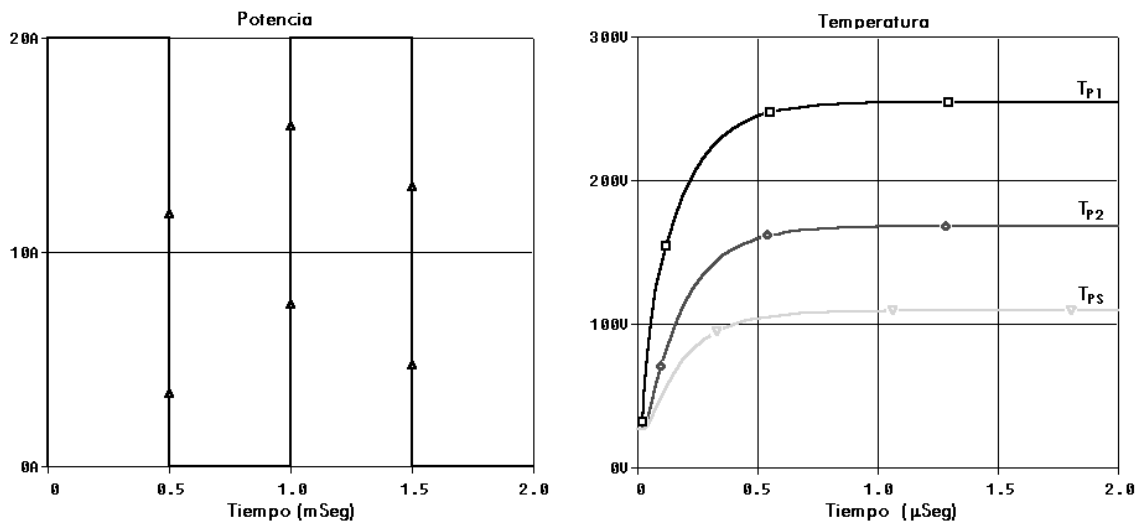


Fig. 2.11. Incremento de temperatura para los primeros 2µseg con un pulso de corriente de entrada de 20A a una frecuencia de 1KHz.

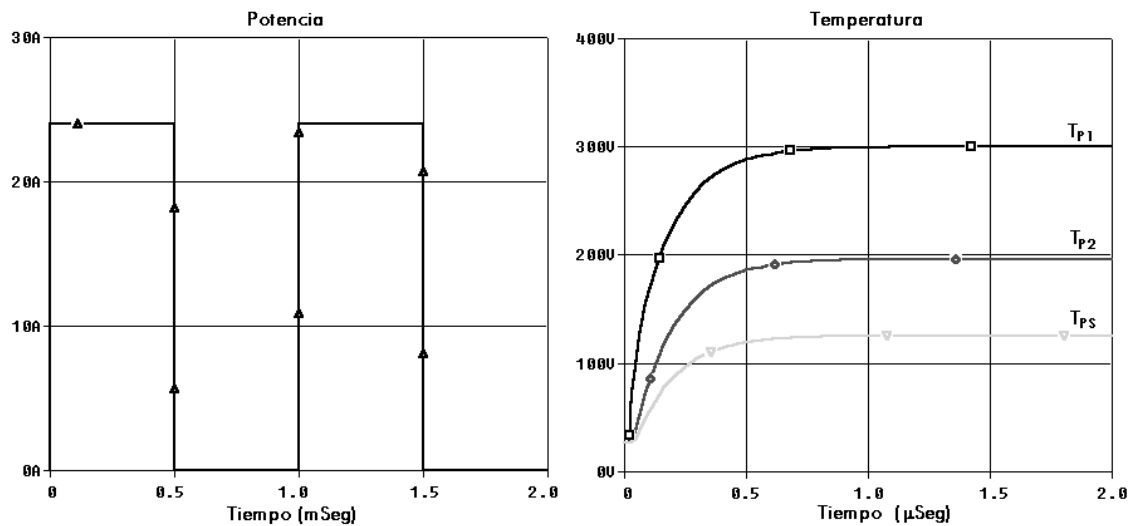


Fig. 2.12. Incremento de temperatura para los primeros 2μseg con un pulso de corriente de entrada de 24A a una frecuencia de 1KHz.

El valor encontrado para un pulso de corriente del 50% de ciclo útil a una frecuencia de 1KHz fue de 24A, el cual corresponde en analogía electro-térmica de acuerdo a la tabla 1.4, al flujo de calor o potencia disipada por el microresistor de polisilicio, la cual está dada por la siguiente expresión:

$$P(T) = I^2 R(T) \tag{2.19}$$

Donde  $R(T)$  está dada por la ecuación (2.5), mientras que los valores tanto del coeficiente de temperatura de resistencia  $\alpha$ , así como el de la resistencia nominal  $R_0$  fueron tomados de trabajos previos [1] y son mostrados en la tabla 2.2; dichos valores son sustituidos en la ecuación (2.5) para obtener el valor de resistencia del microcalefactor a una temperatura de 300 °C.

De esta manera tomando los valores dados en la tabla 2.2 y sustituyendo se tiene:

$$R(T) = R_0 [1 + \alpha(T - T_0)]$$

$$R(300^\circ C) = (1545\Omega) [1 + (1.0853 \times 10^{-3} \% / ^\circ C)(300^\circ C - 27^\circ C)]$$

$$R(300^\circ C) = 2.002k\Omega$$

Ya obtenido este parámetro se puede sustituir en la ecuación (2.19), y así poder determinar la magnitud de corriente que se hará pasar a través del microresistor de polisilicio para obtener el nivel de temperatura de 300 °C. Esto es:

$$I = \sqrt{\frac{P(T)}{R(T)}}$$

$$I = \sqrt{\frac{24W}{2.002k\Omega}}$$

$$I = 109.49mA$$

Una comparación entre el resultado obtenido analíticamente y el simulado en SPICE se muestra en la figura 2.13, para una temperatura de 300°C. En la figura 2.13 se puede observar que el tiempo de respuesta es muy cercano a 1.2μseg para ambos resultados, por lo que la expresión (2.18), que describe el comportamiento térmico del microresistor de polisilicio puede ser bien utilizada para obtener el nivel de corriente que debe circular a través del microresistor, el cual es un parámetro importante para el diseño del circuito de control de la MPC.

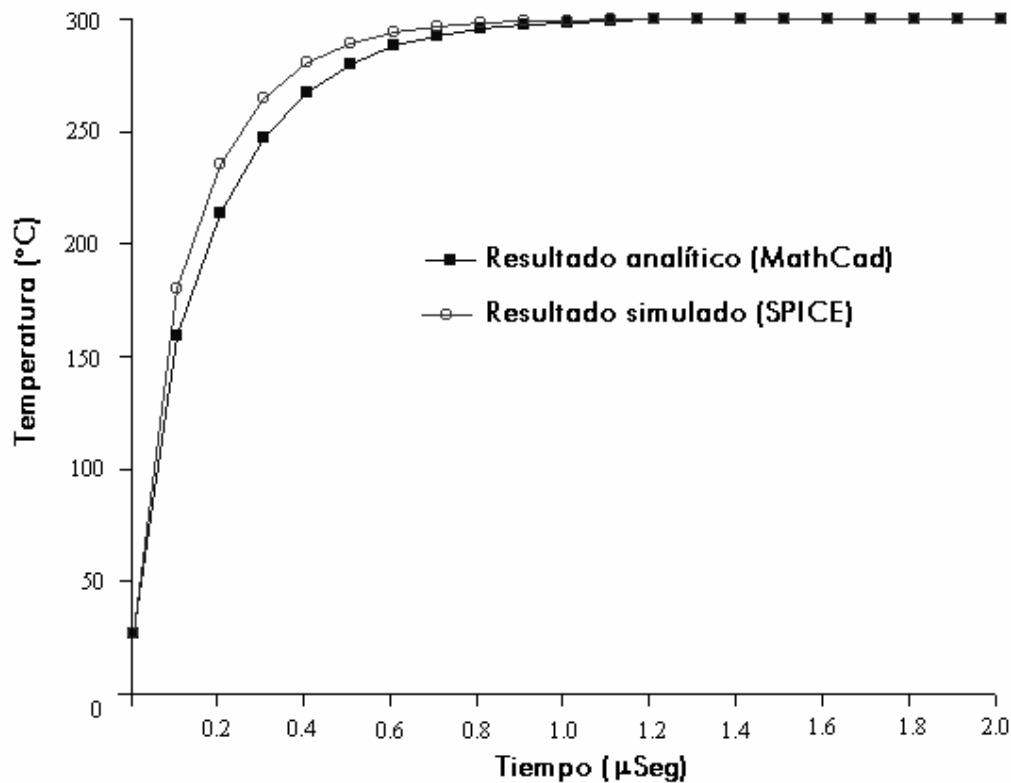


Fig. 2.13. Comparación entre la respuesta del modelo térmico equivalente y la simulación del circuito eléctrico equivalente en SPICE.

### 2.3. Solución Analítica de la Conducción de Calor en Estado Transitorio del Sensor de Gas MEM con Condiciones de Frontera Arbitrarias.

La solución de problemas de conducción de calor en regiones compuestas, tales como dispositivos multicapa es de gran interés en aplicaciones de ingeniería, como es el caso de este trabajo en la estructura del sensor de gas MEM. En muchos trabajos, las soluciones analíticas son frecuentemente obtenidas para materiales de una sola capa usando la técnica de transformación integral infinita ó el método de separación de variables [7, 8, 9]. Las soluciones analíticas de los problemas de conducción de calor en estado transitorio para cuerpos compuestos incluyen la técnica de transformación de la Laplace [8], el método de la solución adjunta [4, 10], la técnica de expansión ortogonal [11], el método de separación de variables y expansión ortogonal sobre regiones multicapa [4]. Aunque los métodos mencionados en principio pueden ser aplicados a problemas con varios tipos y combinaciones de condiciones de frontera, existen casos como el considerado en este trabajo en el que el procedimiento de solución debe ser modificado.

En esta sección se presenta la solución analítica de la distribución de temperatura en la micro-placa-caliente (MPC) del sensor de gas MEM con condiciones de frontera arbitrarias en ambas superficies; en este análisis se considera que la capa sensora de ZnO aún no es depositada. El método de solución es basado en el método de separación de variables y en el método de expansión ortogonal de funciones para regiones multicapa [4, 7, 8].

### 2.3.1. Planteamiento del Problema de Conducción de Calor en la MPC.

La conducción de calor en una dimensión es considerada para la MPC como una región compuesta, que consiste de dos capas paralelas ( $\text{SiO}_2$ /Poly II) en perfecto contacto térmico. Se considera que el microcalefactor tiene una temperatura constante de  $300^\circ\text{C}$  y que el calor fluirá a través de las capas de  $\text{SiO}_2$  y de poly II, como se muestra en la figura 2.14, también se considera que la frontera exterior de la capa de poly II se encuentra aislada térmicamente. Las propiedades térmicas son discontinuas en las interfaces entre las capas, pero éstas se mantienen uniformes dentro de cada capa. La distribución de temperatura es preestablecida para cada capa en  $t = 0$  y las condiciones de frontera son impuestas para  $t > 0$  en las superficies exteriores de la MPC.

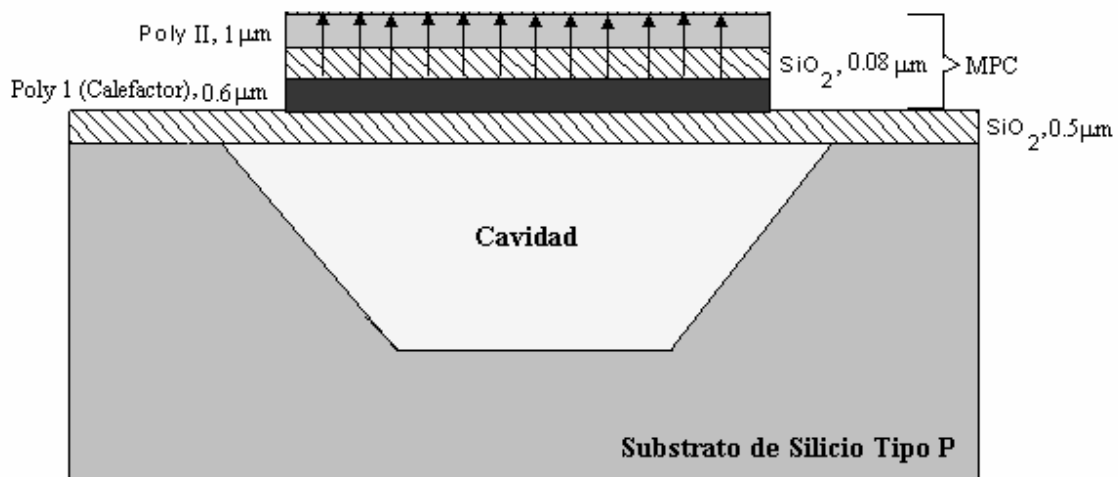


Fig. 2.14. Micro-placa-caliente (MPC) del sensor de gas MEM.

Se asume que las temperaturas  $T_1(x,t)$  y  $T_2(x,t)$  en las respectivas capas de  $\text{SiO}_2$  y poly II pueden ser obtenidas de acuerdo a la ecuación (1.46) y de un arreglo similar al mostrado en la figura 1.26. Por lo que se puede utilizar el modelo mostrado en la figura 2.15 para este problema específico.

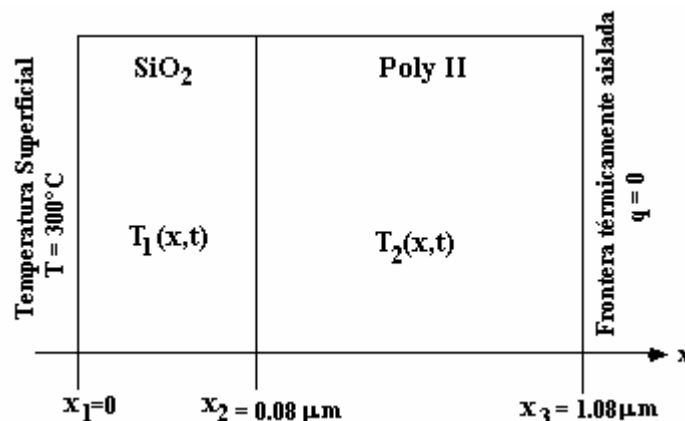


Fig. 2.15. Conducción de calor a través de las capas de  $\text{SiO}_2$  y Poly II.



De acuerdo a la figura 2.15, se tiene el siguiente sistema de ecuaciones diferenciales para resolver el problema:

$$\frac{\partial^2 T_1(x,t)}{\partial x^2} = \frac{1}{\alpha_1} \frac{\partial T_1(x,t)}{\partial t} \quad \text{Para la capa de SiO}_2 \text{ con } x_1 \leq x \leq x_2$$

$$\frac{\partial^2 T_2(x,t)}{\partial x^2} = \frac{1}{\alpha_2} \frac{\partial T_2(x,t)}{\partial t} \quad \text{Para la capa de poly II con } x_2 \leq x \leq x_3$$
(2.20)

Donde  $T_1(x,t)$  y  $T_2(x,t)$  son las temperaturas instantáneas en la capa de SiO<sub>2</sub> y poly II respectivamente, en la distancia  $x$  y tiempo  $t$ ;  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$  son las difusividades térmicas de cada una de las capas y están dadas por la ecuación (1.32).

Las condiciones de frontera en las superficies  $x = x_1$  y  $x = x_3$ , en la interfaz  $x = x_2$  son expresadas de acuerdo a las ecuaciones (1.47) y (1.48), que para este problema específico están dadas de la siguiente manera:

$$T_1(x,t) = T_{mc} \quad \text{en } x = x_1 \quad (2.21a)$$

$$T_1(x,t) = T_2(x,t) \quad \text{en } x = x_2 \quad (2.21b)$$

$$\kappa_1 \frac{\partial T_1(x,t)}{\partial x} = \kappa_2 \frac{\partial T_2(x,t)}{\partial x} \quad \text{en } x = x_2 \quad (2.21c)$$

$$\frac{\partial T_2(x,t)}{\partial x} = 0 \quad \text{en } x = x_3 \quad (2.21d)$$

Con condiciones iniciales:

$$T_1(x,t)|_{t=0} = T_0$$

$$T_2(x,t)|_{t=0} = T_0$$
(2.22)

Donde  $T_0$  es el valor de la temperatura ambiente (27°C).

### 2.3.2. Método de Solución.

De acuerdo al método de separación de variables [4], la solución es expresada en la siguiente forma:

$$T_i(x,t) = \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cdot X_{in}(x) \cdot \Gamma_n(t) \quad x_i \leq x \leq x_{i+1}, \quad i = 1,2 \quad (2.23)$$

Donde  $C_n$  son constantes arbitrarias,  $X_{in}(x)$  son las eigenfunciones asociadas con el problema de eigenvalores y  $\Gamma(t)$  es la solución de la ecuación separada para la variable de tiempo.



De acuerdo a la técnica de expansión ortogonal sobre una región multicapa, presentada en [4], la constante  $C_n$  es definida como:

$$C_n = \frac{\sum_{i=1}^m \frac{\kappa_i}{\alpha_i} \int_{capai} F_i(x) \cdot X_{in}(x) dx}{\sum_{i=1}^m \frac{\kappa_i}{\alpha_i} \int_{capai} X_{in}^2(x) dx} \quad (2.24)$$

Donde  $F_i(x)$  es la condición inicial en la capa  $i$ .

La ecuación para la variable de tiempo es:

$$\frac{d\Gamma(t)}{dt} + \beta_n^2 \Gamma(t) = 0$$

Cuya solución es en la forma:

$$\Gamma(t) = e^{-\beta_n^2 t} \quad (2.25)$$

**Cálculo de  $X_{in}(x)$ .**

Las eigenfunciones  $X_{in}(x)$  satisfacen el siguiente problema de eigenvalores:

$$\alpha_i \frac{\partial^2 X_{in}(x)}{\partial x^2} + \beta_n^2 X_{in}(x) = 0 \quad x_i \leq x \leq x_{i+1}, \quad i = 1, 2 \quad (2.26)$$

Con las condiciones de frontera:

$$X_{1n}(x_1) = 0 \quad (2.27a)$$

$$X_{1n}(x_2) = X_{2n}(x_2) \quad (2.27b)$$

$$\kappa_1 \frac{dX_{1n}(x_2)}{dx} = \kappa_2 \frac{dX_{2n}(x_2)}{dx} \quad (2.27c)$$

$$\frac{dX_{2n}(x_3)}{dx} = 0 \quad (2.27d)$$

Donde  $\beta_n$  son los eigenvalores.

La solución de la ecuación (2.26), puede ser expresada de la forma:

$$X_{in}(x) = A_{in} \Phi_{in}(x) + B_{in} \Psi_{in}(x) \quad (2.28)$$



con:

$$\Phi_{in}(x) = \cos\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_i}} x\right), \quad \Psi_{in}(x) = \text{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_i}} x\right)$$

y  $A_{in}$ ,  $B_{in}$ , son constantes, las cuales son determinadas resolviendo el conjunto de ecuaciones que resulta de la sustitución de la ecuación (2.28), en cada una de las ecuaciones de frontera dadas por las ecuaciones (2.27).

Para la condición de frontera de la ecuación (2.27a), se tiene:

$$X_{1n}(x_1) = 0$$

$$X_{1n}(x)|_{x=x_1=0} = A_{1n} \cos\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_1}} \cdot x_1\right) + B_{1n} \text{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_1}} \cdot x_1\right) = 0$$

De la expresión anterior resulta que:

$$A_{1n} = 0$$

Resultando la primer eigenfunción de la forma:

$$X_{1n}(x) = B_{1n} \text{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_1}} x\right) \quad (2.29)$$

Para la condición de frontera de la ecuación (2.27b), se tiene:

$$X_{1n}(x_2) = X_{2n}(x_2)$$

Por lo que de acuerdo a las ecuaciones (2.28), (2.29) y (2.30), se tiene:

$$X_{1n}(x_2) = B_{1n} \text{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_1}} x_2\right)$$

$$X_{2n}(x_2) = A_{2n} \cos\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2\right) + B_{2n} \text{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2\right)$$

Igualando las expresiones anteriores:

$$B_{1n} \text{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_1}} x_2\right) = A_{2n} \cos\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2\right) + B_{2n} \text{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2\right)$$

$$B_{1n} \text{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_1}} x_2\right) - A_{2n} \cos\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2\right) - B_{2n} \text{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2\right) = 0 \quad (2.30)$$





Para condición de frontera de la ecuación (2.27c), se tiene:

$$\kappa_1 \frac{dX_{1n}(x_2)}{dx} = \kappa_2 \frac{dX_{2n}(x_2)}{dx}$$

$$\kappa_1 \frac{dX_{1n}(x_2)}{dx} = \kappa_1 \left[ B_{1n} \frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_1}} \cos\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_1}} x_2\right) \right]$$

$$\kappa_2 \frac{dX_{2n}(x_2)}{dx} = \kappa_2 \left[ -A_{2n} \frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} \operatorname{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2\right) + B_{2n} \frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} \cos\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2\right) \right]$$

Igualando:

$$\kappa_1 \left[ B_{1n} \frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_1}} \cos\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_1}} x_2\right) \right] = \kappa_2 \left[ -A_{2n} \frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} \operatorname{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2\right) + B_{2n} \frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} \cos\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2\right) \right]$$

Desarrollando algebraicamente se obtiene la siguiente expresión:

$$\mu \cdot B_{1n} \frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_1}} \cos\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_1}} x_2\right) + A_{2n} \operatorname{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2\right) - B_{2n} \cos\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2\right) = 0 \quad (2.31)$$

Con:

$$\mu = \frac{\kappa_1 \sqrt{\alpha_2}}{\kappa_2 \sqrt{\alpha_1}}$$

Para la condición de frontera de la ecuación (2.27d), se tiene:

$$\frac{dX_{2n}(x_3)}{dx} = 0$$

$$\frac{dX_{2n}(x_3)}{dx} = -A_{2n} \frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} \operatorname{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_3\right) + B_{2n} \frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} \cos\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_3\right) = 0$$

Finalmente se tiene:

$$-A_{2n} \operatorname{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_3\right) + B_{2n} \cos\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_3\right) = 0 \quad (2.32)$$



Por lo tanto, el sistema de ecuaciones para determinar el valor de las coeficientes  $A_{in}$  y  $B_{in}$  es el formado por las ecuaciones (2.30), (2.31) y (2.32). La manera de determinar dichos coeficientes es expresándolos en términos de uno de ellos [4]. Cada una de las eigenfunciones resultantes  $X_{in}(x)$ , incluyen el coeficiente desconocido  $B_{1n}$  como un factor producto, por lo que cuando éste sea sustituido en la solución general dada por la ecuación (2.23) será cancelado, por lo que dicho coeficiente puede ser definido arbitrariamente como  $B_{1n} = 1$  [4].

De la ecuación (2.30), se puede despejar  $B_{2n}$ , por lo que se tiene:

$$B_{2n} = \frac{\operatorname{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_1}} x_2\right) - A_{2n} \cos\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2\right)}{\operatorname{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2\right)}$$

Sustituyendo  $B_{2n}$  en la ecuación (2.31), para encontrar el coeficiente  $A_{2n}$ , se tiene:

$$A_{2n} = -\mu \cos\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_1}} x_2\right) \operatorname{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2\right) + \operatorname{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_1}} x_2\right) \cos\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2\right) \quad (2.33)$$

De la misma manera, se despeja  $A_{2n}$  de la ecuación (2.30):

$$A_{2n} = \frac{-B_{2n} \operatorname{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2\right) + \operatorname{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_1}} x_2\right)}{\cos\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2\right)}$$

Sustituyendo  $A_{2n}$  en la ecuación (2.31), para encontrar el coeficiente  $B_{2n}$ , se tiene:

$$B_{2n} = \mu \cos\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_1}} x_2\right) \cos\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2\right) + \operatorname{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_1}} x_2\right) \operatorname{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2\right) \quad (2.34)$$

Una vez obtenidos los coeficientes, las eigenfunciones pueden ser expresadas de la siguiente manera:

$$X_{1n}(x) = \operatorname{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_1}} x\right) \quad (2.35)$$

$$X_{2n}(x) = A_{2n} \cos\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x\right) + B_{2n} \operatorname{sen}\left(\frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x\right)$$



El conjunto de ecuaciones homogéneas de las ecuaciones (2.30), (2.31) y (2.32), tendrán una solución diferente de cero si el determinante de los coeficientes es cero [4]. De esta manera los eigenvalores pueden ser determinados si se resuelve la siguiente ecuación trascendental:

$$\begin{vmatrix} \text{sen}(a) & -\cos(b) & -\text{sen}(b) \\ \mu \cos(a) & \text{sen}(b) & -\cos(b) \\ 0 & -\text{sen}(c) & \cos(c) \end{vmatrix} = 0 \quad (2.36)$$

Con:

$$a = \frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_1}} x_2, \quad b = \frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_2, \quad c = \frac{\beta_n}{\sqrt{\alpha_2}} x_3$$

Las raíces positivas  $\beta_1 < \beta_2 \dots < \beta_n$  de las ecuaciones anteriores son los eigenvalores. Para cada eigenvalor, la solución del sistema de ecuaciones (2.30), (2.31) y (2.32), entrega los correspondientes valores de los coeficientes  $A_{2n}$  y  $B_{2n}$ .

La ecuación trascendental (2.36), es resuelta y graficada con la ayuda del programa computacional MathCad, donde los eigenvalores son obtenidos con la ayuda de la gráfica mostrada en la figura 2.16, es decir, los valores donde el determinante es cero.

$$D(\beta_n) = \text{sen}(a)\cos(b)\text{sen}(c) - \text{sen}(a)\text{sen}(b)\cos(c) - \mu\cos(a)\text{sen}(b)\text{sen}(c) - \mu\cos(a)\cos(b)\cos(c)$$

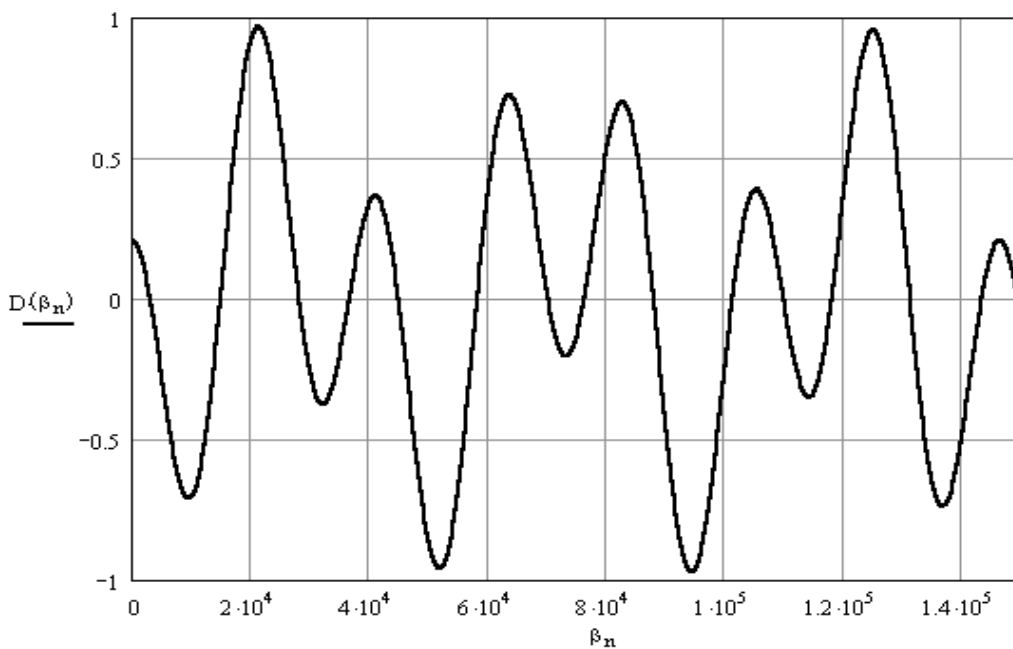


Fig. 2.16. Variación del determinante de la ecuación trascendental en términos de  $\beta_n$ .

La tabla 2.3, muestra los primeros 10 valores para  $\beta_n$ . Una vez obtenidos los eigenvalores, se pueden determinar los valores de los coeficientes dados por las ecuaciones (2.33) y (2.34) para cada valor de  $\beta_n$ .

Tabla 2.3. Eigenvalores  $\beta_n$  para  $n = 1, 2, \dots, 10$ .

n	$\beta_n$
1	3.0449e3
2	1.4895e4
3	2.8162e4
4	3.6614e4
5	4.4913e4
6	5.8159e4
7	7.0113e4
8	7.6207e4
9	8.7949e4
10	1.0124e5

Por lo tanto, la expresión final de acuerdo a las ecuaciones (2.23), (2.24), (2.25) y (2.35), puede ser expresada de la forma siguiente:

$$T_i(x, t) = \sum \frac{e^{-\beta_n^2 t}}{N_n} \left[ \frac{\kappa_1}{\alpha_1} \int_{x_1}^{x_2} X_{1n}(x) F_1(x) dx + \frac{\kappa_2}{\alpha_2} \int_{x_2}^{x_3} X_{2n}(x) F_2(x) dx \right] \quad (2.37)$$

Donde  $F_1(x)$  y  $F_2(x)$  son las condiciones iniciales de las capas de  $\text{SiO}_2$  y poly II respectivamente, mientras que  $N_n$  viene dada por la siguiente expresión:

$$N_n = \frac{\kappa_1}{\alpha_1} \int_{x_1}^{x_2} X_{1n}^2(x) dx + \frac{\kappa_2}{\alpha_2} \int_{x_2}^{x_3} X_{2n}^2(x) dx$$

Las variaciones de temperaturas en ambas capas ( $\text{SiO}_2$  y poly II) a diferentes instantes dadas por la ecuación (2.37), se muestran en la figura 2.17, de la cual se puede determinar el tiempo requerido para que la capa de poly II alcance la temperatura de entrada ( $300^\circ\text{C}$ ), este valor es de  $1.25\mu\text{seg}$ .

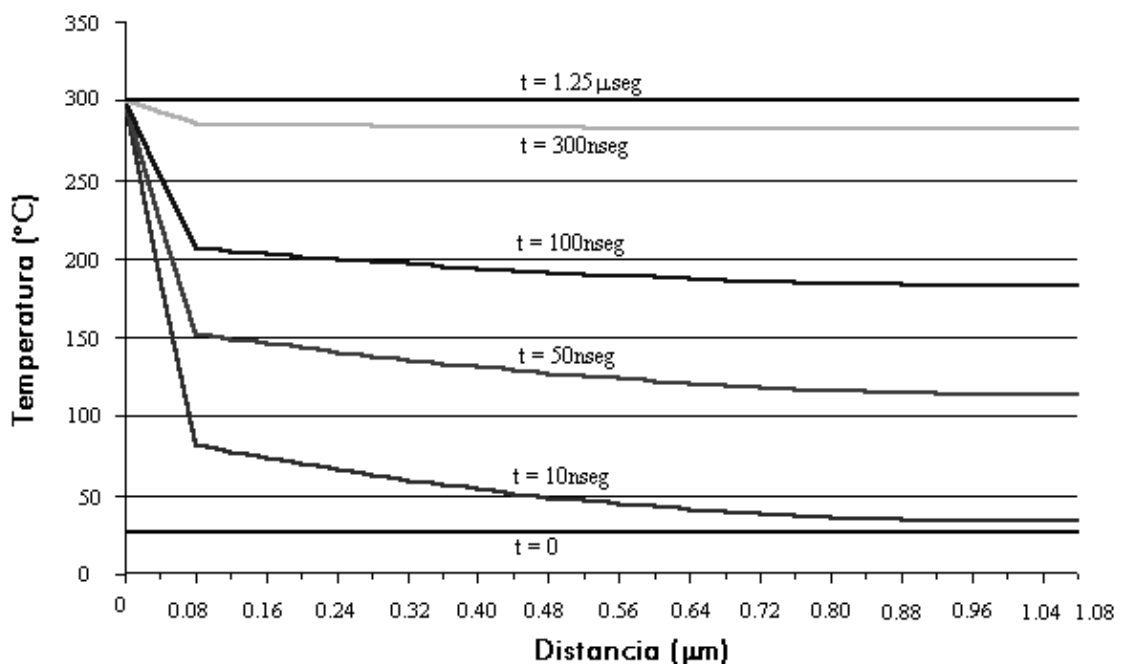


Fig. 2.17. Variación de temperatura en la MPC.

## 2.4. Análisis Térmico de la Micro-Placa-Caliente en Estado Estable.

La potencia eléctrica aplicada al microcalefactor puede ser disipada mediante tres mecanismos de pérdida de calor: conducción de calor a la estructura que rodea a la microplaca-caliente (MPC); conducción de calor al aire; y por radiación. Las pérdidas de conducción de calor al aire son disipadas por convección, debido a que existe una interacción entre un sólido y un fluido. Cuando la MPC alcanza su temperatura de operación en estado estable, el consumo de potencia eléctrica debe ser igual a la pérdida de calor total. La pérdida de calor de la MPC  $P_{mc}$ , basada en los tres mecanismos mencionados, está dada por:

$$P_{mc} = a_{cond}(T - T_0) + b_{conv}(T - T_0)^2 + c_{rad}(T^4 - T_0^4) \quad 2.38$$

Donde  $a$ ,  $b$  y  $c$  son constantes. En muchos de los dispositivos operados a elevadas temperaturas, gran parte de la pérdida de calor es mediante conducción de calor y convección al aire, por lo que la pérdida de calor por radiación puede ser omitida [12].

Para realizar el análisis térmico a la MPC, ésta es subdividida en un conjunto de volúmenes con una temperatura constante y cada una representada por un nodo, tal como se muestra en la figura 2.18; el balance de energía puede ser descrito entre los nodos adyacentes mediante las ecuaciones de calor.

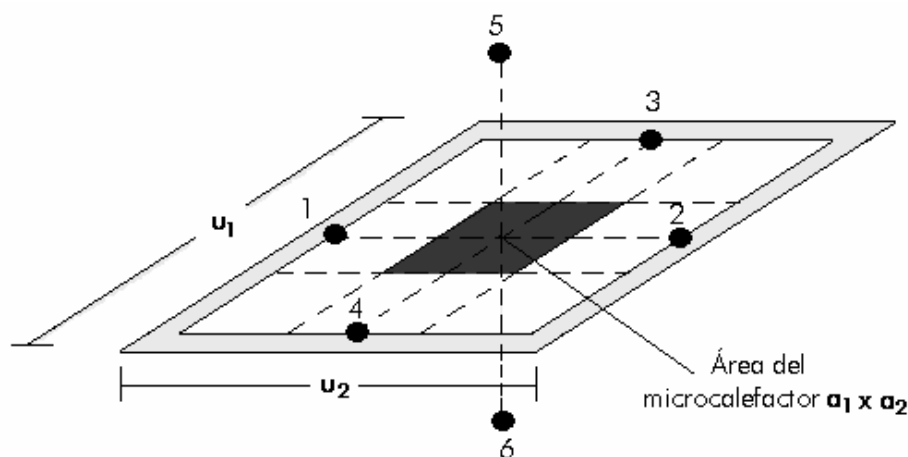


Fig. 2.18. Diagrama de la subdivisión nodal del área del microcalefactor y la membrana de dióxido de silicio.

El flujo de calor total entre nodos adyacentes está dado por la ecuación (1.27), la cual puede ser escrita de la siguiente manera:

$$q = \frac{(T_1 - T_2)}{R_{th}} \quad (2.39)$$

Donde  $(T_1 - T_2)$  es la diferencia de temperatura entre los dos nodos y  $R_{th}$  es la resistencia térmica entre nodos dada por la ecuación (1.15).

Debido a la existencia de la pérdida de calor por convección de la superficie de la membrana que es expuesta al ambiente, es necesario agregar a la red dos nodos representando al ambiente, como se puede observar en la figura 2.18, donde la conexión

térmica con los nodos debidos a la pérdida de calor por convección, puede ser representada por la resistencia térmica de acuerdo a la siguiente expresión:

$$R_{thconv} = \frac{1}{h \cdot A_{conv}} \quad (2.40)$$

Donde  $h$  es el coeficiente de transferencia de calor por convección dado en  $W/m^2\text{°C}$  y  $A_{conv}$  es el área superficial expuesta al ambiente dada en  $m^2$ .

Para un análisis transitorio y determinar la constante de tiempo térmica, el calor almacenado en cada uno de los elementos debe ser tomado en cuenta. De la misma manera realizando analogías electro-térmicas, el calor almacenado en cada elemento nodal es representado mediante un capacitor eléctrico conectado entre el nodo y el nodo de temperatura ambiente. Ésta capacitancia eléctrica es representada por la capacitancia térmica del volumen de acuerdo a la ecuación (1.12). Por lo tanto, un modelo simplificado de la MPC puede ser usado para construir un circuito eléctrico equivalente, tal como se muestra en la figura 2.19.

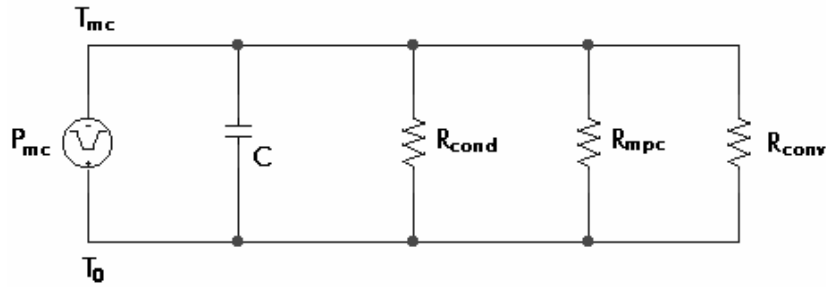


Fig. 2.19. Circuito eléctrico equivalente de la micro-placa-caliente.

Los componentes mostrados en la figura 2.19 son:  $T_{mc}$  y  $T_0$  y son las temperaturas del microcalefactor y la del ambiente respectivamente;  $C$  es la capacitancia térmica de la región del microcalefactor;  $R_{mpc}$  la resistencia térmica asociada a la MPC;  $R_{conv}$  es la resistencia térmica asociada con la pérdida de calor por convección y  $R_{cond}$  es la resistencia térmica debido a la conducción térmica desde el microcalefactor a los cuatros nodos, en los límites de la membrana de dióxido de silicio. En este circuito eléctrico equivalente, se asume que los límites de la membrana de dióxido de silicio y el aire que rodea a la membrana, se encuentran a temperatura ambiente. Estas consideraciones definen las condiciones de frontera del modelo. Sin embargo cabe señalar, que el modelo no toma en cuenta la conducción térmica a través de las esquinas de la membrana. Los componentes usados en el circuito eléctrico equivalente son dependientes de la geometría y propiedades térmicas de la MPC.

De acuerdo a la figura 2.19, el flujo de calor es representado de acuerdo a la siguiente expresión:

$$C \frac{dT_{mc}}{dt} = P_{mc} - \Delta T \left( \frac{1}{R_{cond}} + \frac{1}{R_{mpc}} + \frac{1}{R_{conv}} \right) \quad (2.41)$$

Donde  $\Delta T = (T_{mc} - T_0)$ .

La resistencia térmica total por la pérdida de calor por conducción  $R_{cond}$  de la ecuación (2.41), puede ser expresada como la combinación paralela de las resistencias térmicas individuales en términos de la geometría de la membrana y del área de calentamiento, como se puede observar en la figura 2.20.

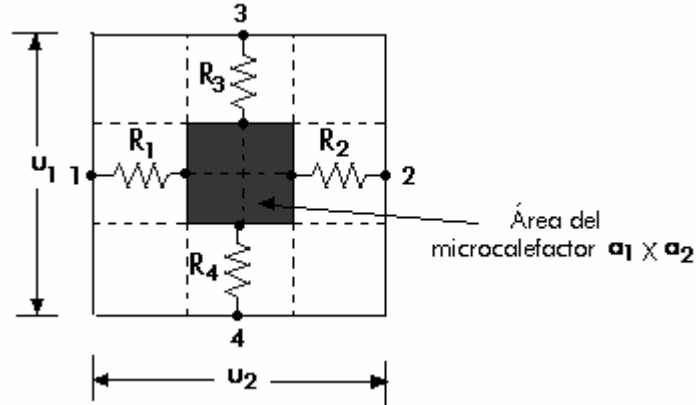


Fig. 2.20. Diagrama esquemático de las resistencias térmicas por la pérdida de calor por conducción.

Por lo que se tiene:

$$R_{cond} = R_1 // R_2 // R_3 // R_4 \quad (2.42)$$

De acuerdo a las dimensiones del sensor de gas MEM dadas en la tabla 2.1 y considerando un área calentada igual a la de la segunda capa de dióxido de silicio, es decir, un área calentada de  $115 \times 115 \mu\text{m}^2$ , se puede determinar la resistencia térmica individual así:

$$R_1 = \frac{\delta}{k_{ox} * A_{cond}} \quad (2.43)$$

Donde  $\delta$ , es la distancia entre los dos volúmenes en la que fluye el calor,  $k_{ox}$  es la conductividad térmica del dióxido de silicio y  $A_{cond}$  es el área de sección transversal de contacto entre los dos volúmenes, por lo que de acuerdo a la figura 2.20 se tiene:

$$R_1 = \frac{\frac{u_2}{2} - \frac{a_2}{2}}{k_{ox} * t_{ox} * a_1} \quad (2.44)$$

Desarrollando la ecuación (2.44), se obtiene:

$$R_1 = \frac{u_2 - a_2}{2 * k_{ox} * t_{ox} * a_1} \quad (2.45)$$

Donde  $u_2$  denota la longitud de la capa de dióxido de silicio, dicha capa de óxido es mostrada en la figura 2.1,  $a_2$  es la longitud del área calentada y  $a_1$  es el ancho del área calentada.

Puesto que la capa de dióxido de silicio que rodea a la MPC y el área calentada son consideradas a ser completamente cuadradas, las resistencias térmicas entre los nodos serán las mismas, por lo que la resistencia térmica debida a la pérdida de calor por conducción, será la definida en la ecuación (2.45) dividida por un factor de 4, debido a la combinación en paralelo de dichas resistencias, obteniéndose finalmente:

$$R_{cond} = \frac{u_2 - a_2}{8 \cdot k_{ox} \cdot t_{ox} \cdot a_1} \quad (2.46)$$

Donde la ecuación (2.46) únicamente es válida para estructuras con anchos y longitudes iguales, es decir, para estructuras cuadradas.

De la misma manera, se puede definir una resistencia térmica debido a la conducción de calor para cualquier estructura rectangular, la cual estará dada por:

$$R_{cond} = \frac{(u_1 - a_1) - (u_2 - a_2)}{4 \cdot k_{ox} \cdot t_{ox} [a_2(u_2 - a_2) + a_1(u_1 - a_1)]} \quad (2.47)$$

Donde el área del microcalefactor es definida por  $a_1 \cdot a_2$  y la membrana de dióxido de silicio es definida por  $u_1 \cdot u_2$ .

De la misma manera se puede modelar la resistencia térmica debida a la pérdida de calor por conducción en la estructura y por convección al ambiente, tal como se muestra en la figura 2.21.

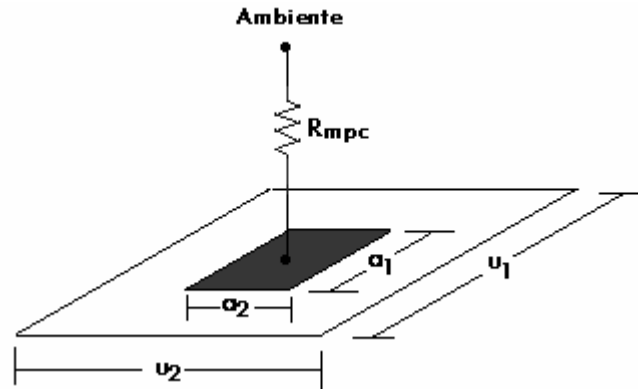


Fig. 2.21. Diagrama esquemático de la pérdida de calor por conducción y convección de la estructura sensora.

De acuerdo a la figura anterior,  $R_{mpc}$  se puede definir como la suma de las resistencias térmicas de cada una de las capas que se encuentran por arriba de la capa de poly 1 (microcalefactor), las cuales son: dióxido de silicio, poly II y ZnO, junto con la resistencia térmica debida a la convección de calor desde la película sensora al ambiente, por lo tanto:

$$R_{mpc} = R_{ox} + R_{P2} + R_{PS} + R_{conv1} \quad (2.48)$$

Debido a que la MPC es una estructura compuesta por películas muy delgadas, la pérdida de calor por conducción en la MPC puede ser omitida, por lo que el mecanismo de pérdida de calor predominante es el de convección, desde la película sensora al ambiente.



Por lo tanto, la ecuación (2.48), es reducida y de acuerdo a la ecuación (2.40), se tiene:

$$R_{conv1} \gg R_{ox} + R_{P2} + R_{PS}$$

$$R_{mpc} = R_{conv1}$$

$$R_{mpc} = \frac{1}{h \cdot A_{PS}} \quad (2.49)$$

Finalmente, el último parámetro a ser modelado, es la resistencia térmica debida a la convección de la capa de dióxido de silicio, por debajo de la capa de poly 1, al ambiente, ver figura 2.22.

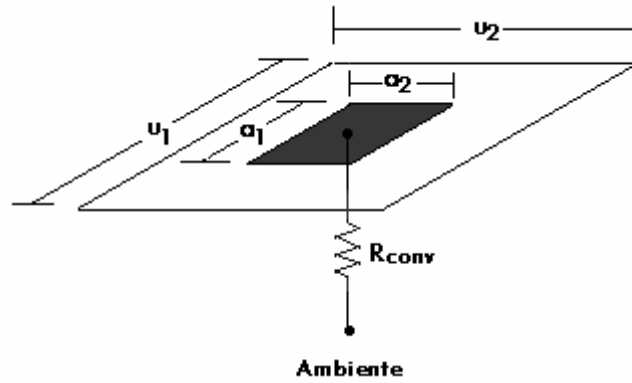


Fig. 2.22. Diagrama esquemático de la pérdida de calor por convección desde la capa de  $SiO_2$  al ambiente.

La resistencia térmica debida a la pérdida de calor por convección, que se muestra en la figura 2.22, está dada por la ecuación (2.40):

$$R_{conv} = \frac{1}{h \cdot A_{S,O_2}} \quad (2.50)$$

Una vez obtenidas las resistencias térmicas, éstas son sustituidas en la ecuación (2.41), de tal manera que se pueda obtener una expresión representando el flujo de calor en términos de la geometría de la estructura sensora, por lo que se tiene:

$$C \frac{dT}{dt} = P_{mc} - \Delta T \left( \frac{8 \cdot k_{ox} \cdot t_{ox} \cdot a_1}{u_2 - a_2} + h \cdot A_{PS} + h \cdot A_{S,O_2} \right) \quad (2.51)$$

Donde  $A_{PS}$  es el área de la capa sensora;  $A_{S,O_2}$  y  $t_{ox}$  es el área y espesor respectivamente de la membrana flotante de dióxido de silicio por debajo de la MPC. Considerando los valores presentados en la tabla 1.6 para los coeficientes de transferencia de calor por convección libre, los cuales están en un rango de  $5-25 \text{ W/m}^2\text{°C}$ , se tomará un valor de  $15 \text{ W/m}^2\text{°C}$ , como una primera aproximación, ya que éste es un valor intermedio.



Para el análisis térmico en estado estable, el término del lado izquierdo de la ecuación (2.51) es puesto a cero. Por lo tanto, sustituyendo cada uno de los valores de los parámetros implícitos en la ecuación (2.51), los cuales han sido dados en las tablas anteriores, se tiene:

$$P_{mc} = \Delta T \left( \frac{8 \cdot (1.4W / m^{\circ}C) \cdot (0.5 \mu m) \cdot (115 \mu m)}{(150 \mu m - 115 \mu m)} + (15W / m^2 \cdot ^{\circ}C)(90 \mu m \cdot 90 \mu m) + (15W / m^2 \cdot ^{\circ}C)(150 \mu m \cdot 150 \mu m) \right)$$

Por lo tanto:

$$P_{mc} = (18.859 \times 10^{-6} W / ^{\circ}C) \cdot (T_{mc} - T_0) \tag{2.52}$$

Cabe señalar que la constante de proporcionalidad obtenida para la ecuación (2.52) prácticamente es el resultado de la conductancia térmica debido a la pérdida de calor por conducción en la capa de dióxido de silicio, ya que los valores de conductancia térmica de los elementos debidos a la convección son bastantes pequeñas, por lo que la ecuación (2.52) será válida únicamente para determinar la pérdida de calor dentro de la estructura y de esta manera determinar la eficiencia térmica de la MPC.

En la figura 2.23 se puede ver la variación de la temperatura en función de la potencia disipada, de acuerdo a la ecuación (2.52). Considerando una temperatura ambiente de 27°C.

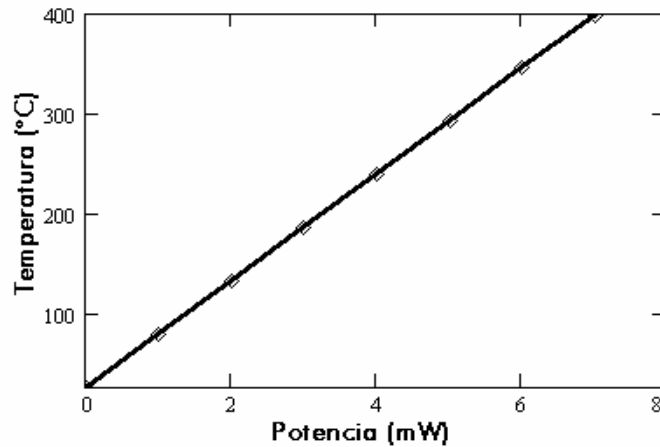


Fig. 2.23. Temperaturas de operación de la MPC a diferentes potencias de entrada.

De la figura 2.23 se puede obtener el valor de la eficiencia térmica de la MPC, la cual está dada por la siguiente expresión:

$$\eta = \frac{\Delta T}{\Delta P} \tag{2.53}$$

De acuerdo a la gráfica de la figura 2.23, se obtiene un valor de eficiencia térmica de aproximadamente:

$$\eta = \frac{360^{\circ}C - 150^{\circ}C}{6mW - 2mW} = 52.5^{\circ}C / mW$$

En la ecuación (2.51), se puede observar que la pérdida de calor, ya sea por conducción o convección, tiene una gran dependencia de las dimensiones de la estructura, por lo que para poder observar el efecto que tiene la variación de uno de estos parámetros considere la figura 2.24, donde se muestra una gráfica de temperatura para diferentes valores de espesor de la capa de dióxido de silicio por debajo de la MPC.

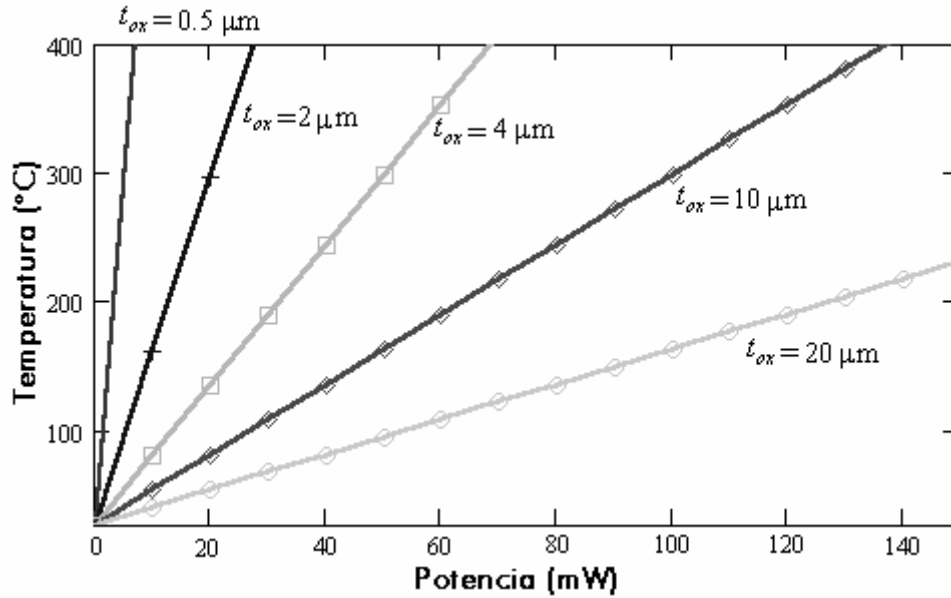


Fig. 2.24. Temperatura con variaciones del espesor del dióxido de silicio por debajo de la MPC.

De la figura 2.24, se puede observar, que con incrementos del espesor del dióxido de silicio, la eficiencia térmica de la MPC disminuye, por lo tanto la eficiencia térmica es inversamente proporcional al espesor del dióxido de silicio, relación que resulta de gran utilidad para el diseño de este tipo de dispositivos.

Sin embargo, de acuerdo a la ecuación (2.38), es evidente que la pérdida de calor por convección es un término de segundo orden [6, 12]. Por lo tanto, el coeficiente  $h$  puede ser reemplazado por una función de primer orden dependiente de  $\Delta T$  como una primera aproximación, por lo que se tiene:

$$h_{conv} = h \cdot \Delta T \quad (2.54)$$

Sustituyendo la ecuación (2.54), en la ecuación (2.51) en estado estable, para poder determinar la potencia eléctrica aplicada a la MPC se tiene:

$$P_{mc} = \left( \frac{8 \cdot k_{ox} \cdot t_{ox} \cdot a_1}{u_2 - a_2} \right) \Delta T + h(A_{PS} + A_{S,O_2}) \Delta T^2 \quad (2.55)$$

Sustituyendo valores, se tiene:

$$P_{mc} = (18.4 \times 10^{-6}) (T_{mc} - T_0) + 15 \cdot (35.7550 \times 10^{-9}) (T_{mc} - T_0)^2 \quad (2.56)$$



De acuerdo a la ecuación (2.56), se pueden identificar tanto la potencia disipada debido a la conducción de calor como la potencia disipada debido a la convección de calor, por lo tanto:

$$P_{cond} = (18.4 \times 10^{-6})(T_{mc} - T_0)$$

$$P_{conv} = 15 \cdot (35.7550 \times 10^{-9})(T_{mc} - T_0)^2$$

Estos dos tipos de pérdidas de calor se pueden observar en la figura 2.25.

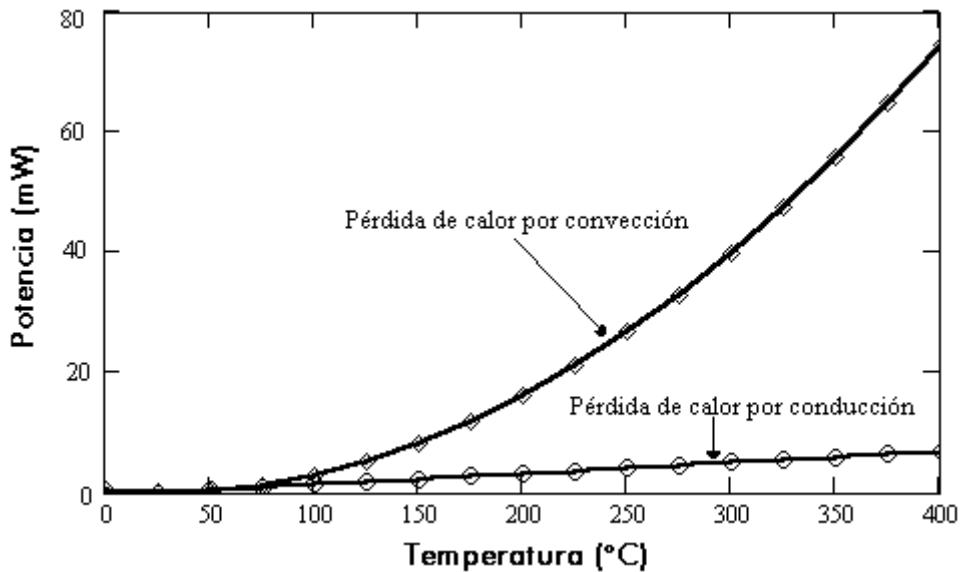


Fig. 2.25. Pérdidas de calor por conducción y convección de la MPC.

Finalmente la potencia eléctrica suministrada, debida a la pérdida de calor tanto por conducción como por convección, se muestra en la figura 2.26.

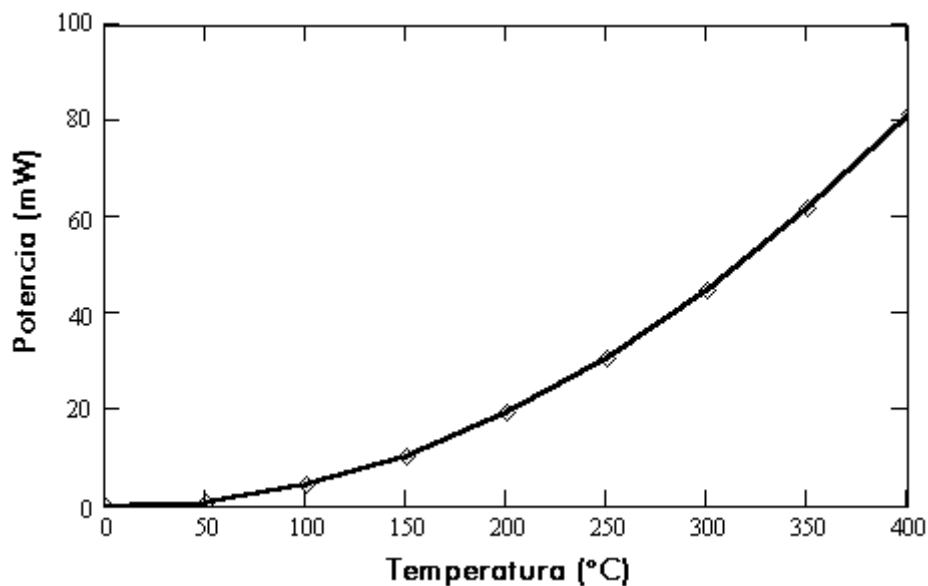


Fig. 2.26. Potencia aplicada al microcalefactor para distintas temperaturas de operación.



De acuerdo a la ecuación (2.56) y de la figura 2.26, se puede determinar la potencia eléctrica que debe ser suministrada al microcalefactor para alcanzar un nivel de temperatura de 300°C, la cual resulta de 45mW.

### Constante de Tiempo Térmica.

La constante de tiempo térmica viene dada por la ecuación (1.21), que para el circuito eléctrico equivalente mostrado en la figura 2.19 es:

$$\tau = \frac{C}{G_{cond} + G_{conv} + G_{mpc}} \quad (2.57)$$

Donde  $C$  es la suma de las capacitancias térmicas de cada una de las capas que componen a la MPC, por lo que se tiene:

$$C = C_{P1} + C_{OX} + C_{P2} + C_{PS} \quad (2.58)$$

Sustituyendo:

$$C = 3.5014n\%_C + 1.6999n\%_C + 15.73n\%_C + 4.7529n\%_C = 25.6842n\%_C$$

Ahora sustituyendo en la ecuación (2.57), los valores obtenidos para las resistencias térmicas y capacitancia térmica se tiene:

$$\tau = \frac{25.6842 \times 10^{-9} J / ^\circ C}{18.859 \times 10^{-6} W / ^\circ C}$$

Por lo tanto la constante de tiempo es:

$$\tau = 1.3619mseg$$

## 2.5. Sumario.

En este capítulo se presentó una descripción del sensor de gas MEM, dando las dimensiones de cada una de las capas que componen a la estructura sensora, para que de esta manera se pudiera establecer un modelo que describa el comportamiento térmico de dicho sensor. Con base en las dimensiones del sensor de gas y de acuerdo a las analogías electro-térmicas presentadas en el capítulo 1, se pudo establecer un modelo, el cual fue denominado modelo electro-térmico del sensor de gas MEM, y fue resuelto analíticamente con ayuda del programa computacional MathCad e implementado en un simulador de circuitos eléctricos SPICE, obteniéndose de esta manera la magnitud de corriente que debe ser aplicada al microcalefactor para alcanzar una temperatura de 300°C y así activar el mecanismo de sensado de la película sensora. Posteriormente se resolvió numéricamente el problema de conducción de calor de la micro-placa caliente (MPC) con condiciones de frontera arbitrarias, obteniéndose así la distribución de temperatura en la estructura sensora. Este análisis resulta de gran importancia, ya que los resultados obtenidos sirven como punto de partida para el diseño de los circuitos de control y de lectura del sensor de gas MEM.



## Referencias.

- [1] J. L. Gonzalez Vidal, A. Reyes Barranca, M de la L. Olvera, . Maldonado y W. Calleja Arriaga, "Gas microsensing system with a FGMOS on a MEM structure", *Smart Sensors and Actuators, and MEMS II, Proc. Of SPIE*, Vol. 5836, pp.247-254, 2005.
- [2] Amemiya Y., Ono T., Kato K, "Electrical Trimming of Heavily Doped Polycrystalline Silicon Resistors", *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-26, pp. 1738-1742, 1979.
- [3] C. H. Mastrengelo, J. H. Yeh, and R. S. Muller, "Electrical and optical characteristics of vacuum-sealed polysilicon microlamps", *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 39, pp. 1363-1375, 1992.
- [4] M. Necati Osizik, "Boundary Value Problems of Heat Conduction", Dover Publications, Inc, Minoela, New York, pp. 262-276,1968.
- [5] Charles A. Desoer and Ernest S. Kuh, "Basic circuit theory", Department of Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California, Berkeley. McGraw-Hill, 1969.
- [6] Gardner Julian W, "Microsensors, MEMS and smart devices", Chichester: John Wiley and Sons, pp. 282-291, 2001.
- [7] Schneider, P. J: "Conduction heat Transfer", Reading: Addison-Wesley, 1957.
- [8] Carslaw, H. S, Jaeger, J. C: "Conduction of heat in solids", Oxford: University Press, 1976.
- [9] William E. Boyce y Richard C. DiPrima, "Ecuaciones diferenciales y problemas con valores en la frontera", México, Editorial LIMUSA, pp. 563-634, 1998.
- [10] Goodman, T. R, "The adjoint heat conduction problems for solids", *ASTIA-AD*, pp. 254-769, 1961.
- [11] Tittle, C. W, "Boundary-value problems in composite media, quasi-orthogonal functions", *J. ppl. Phys*, Vol. 36, pp. 1486-1488, 1965.
- [12] Jr-Hung Tsai and Liwei Lin, "Transient thermal bubble formation on polysilicon micro-resisters", *Journal of Heat Transfer*, Vol. 124, pp. 375-382, April 2002.



---

# CAPÍTULO TRES

CIRCUITOS DE CONTROL  
Y DE LECTURA DEL  
SENSOR DE GAS MEM.

---



### 3. Circuitos de Control y de Lectura del Sensor de Gas MEM.

En este capítulo se presenta el diseño eléctrico de los circuitos de control y de lectura del sensor de gas MEM, así como su diseño topológico. Para visualizar al sensor de gas MEM en su conjunto considere el diagrama a bloques de la figura 3.1, en donde se pueden identificar cada uno de los bloques correspondientes a los circuitos electrónicos para el control y lectura.

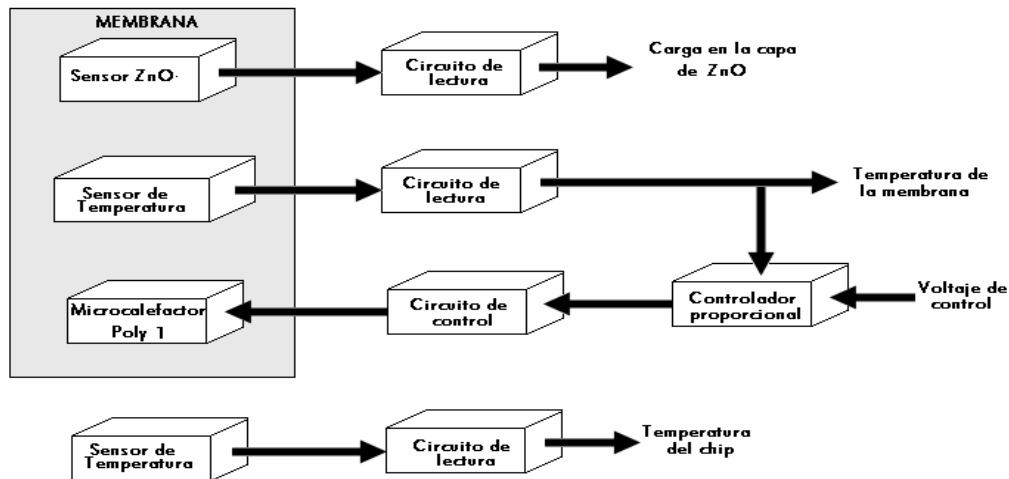


Fig. 3.1. Diagrama a bloques del sensor de gas MEM.

#### 3.1. Circuito de Control.

El circuito propuesto para el control de la temperatura de la membrana se muestra en la figura 3.2, el cual es implementado con un comparador con histéresis [5,6], donde la temperatura de la MPC es controlada desde una temperatura de 200°C a una temperatura de 300°C. El comparador con histéresis controlará a una fuente de corriente, la cual proporcionará la corriente al microcalefactor. Las entradas del comparador con histéresis consisten de un voltaje de referencia y de la caída de voltaje en el sensor de temperatura de polisilicio localizado en la membrana, que proporciona la señal de retroalimentación para el controlador de temperatura. El sensor de temperatura de polisilicio es polarizado con una fuente de corriente independiente de 100µA tal como se muestra en la figura 3.2.

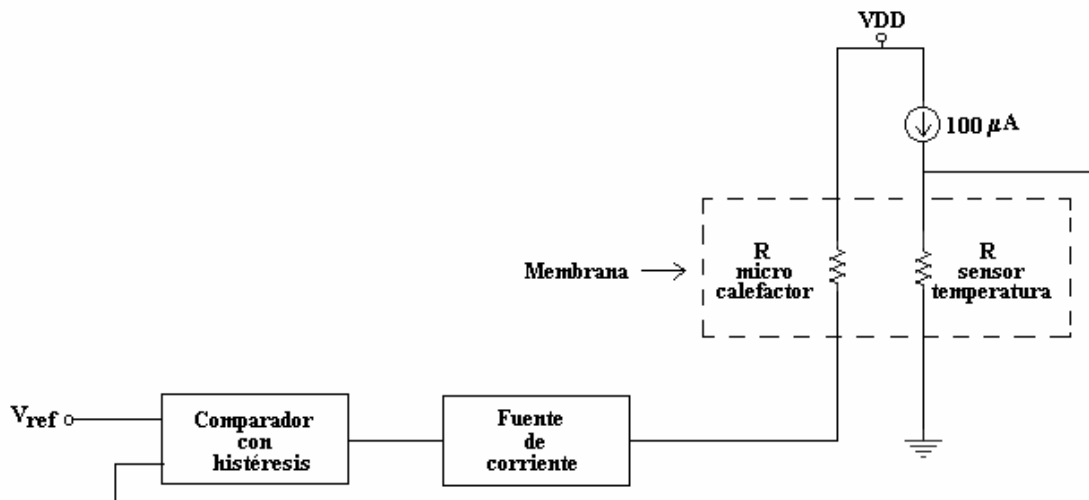


Fig. 3.2. Circuito de control de temperatura.



### 3.1.1. Diseño del Comparador con Histéresis.

Como se puede observar en la figura 3.1, se tiene un bloque correspondiente a un comparador con histéresis, el cual es compuesto por un arreglo de resistencias y un amplificador operacional, como se puede ver en la figura 3.3.

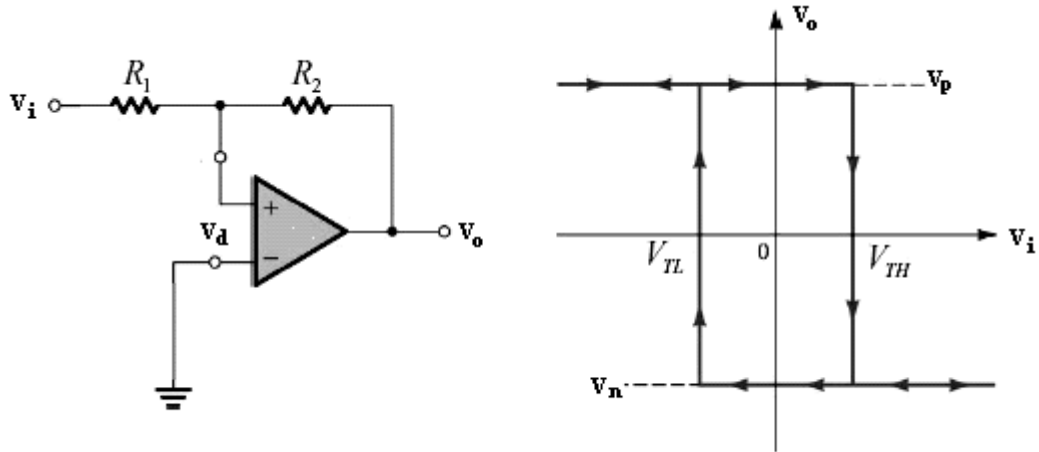


Fig. 3.3. Circuito comparador con histéresis y su función de transferencia.

Para hallar la función de transferencia, suponga, que  $V_i$  toma un valor muy negativo. Posteriormente asuma que la entrada al operacional,  $V_d$ , es también negativa, provocando que la salida  $V_o$  se vaya a saturación negativa. Por lo que calculando  $V_d$ , se tiene:

$$V_d = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (-V_n) \quad (3.1)$$

Haciendo  $V_d = 0$ , en la ecuación (3.1) y despejamos  $V_i$ , se tiene:

$$V_i = \frac{R_1}{R_2} V_n = V_{TH} \quad (3.2)$$

Una vez que  $V_i$  supere  $V_{TH}$ , el operacional cambia de estado, por lo que en la función de transferencia hay una discontinuidad y  $V_o$  cambia a la saturación positiva, por lo tanto:

$$V_d = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_p) \quad (3.3)$$

Haciendo  $V_d = 0$ , en la ecuación (3.3) y despejamos  $V_i$ , se tiene:

$$V_i = -\frac{R_1}{R_2} V_p = V_{TL} \quad (3.4)$$



El ancho de la región de histéresis es:

$$H = V_{TH} - V_{TL} = \frac{R_1}{R_2} (V_n + V_p) \quad (3.5)$$

Si se desea trasladar a la función de transferencia una referencia positiva,  $V_R$  puede ser conectada entre la entrada inversora y tierra, por lo que la función de transferencia será trasladada hacia la derecha ó centrada por:

$$V_C = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_R \quad (3.6)$$

Para esta aplicación de sensor de gas MEM, se determinará un ancho de histéresis que vaya desde los 200°C a los 300°C, ya que para estos valores de temperatura el mecanismo de sensado se lleva acabo sin inconveniente. Por lo que para determinar este rango de temperatura, es necesario definir al sensor de temperatura colocado en la membrana, el cual es un resistor de polisilicio y es definido en función de la temperatura de acuerdo a la ecuación (2.5):

$$R(T) = R_0 [1 + \alpha(T - T_0)]$$

El sensor de temperatura tiene una resistencia nominal de 10kΩ a 27°C y un coeficiente de temperatura de resistencia (TCR) de  $1.0835 \times 10^{-3} \text{ } 1/^\circ\text{C}$  [4,7].

Para una temperatura de 200°C, el valor de la resistencia del sensor de temperatura es:

$$R(200^\circ\text{C}) = 10\text{k}\Omega [1 + (1.0835 \times 10^{-3} \text{ } \%_C)(200^\circ\text{C} - 27^\circ\text{C})]$$

$$R(200^\circ\text{C}) = 11.8745\text{k}\Omega$$

Para una temperatura de 300°C:

$$R(300^\circ\text{C}) = 10\text{k}\Omega [1 + (1.0835 \times 10^{-3} \text{ } \%_C)(300^\circ\text{C} - 27^\circ\text{C})]$$

$$R(300^\circ\text{C}) = 12.985\text{k}\Omega$$

Como el sensor de temperatura será polarizado con una fuente de corriente independiente de 100μA, mediante la ley de Ohm se puede determinar la caída de voltaje del sensor de temperatura para las temperaturas de 200°C y 300°C.

$$V_{200^\circ\text{C}} = I_{pol} \cdot R(200^\circ\text{C}) = 100\mu\text{A} \cdot 11.8745\text{k}\Omega$$

$$V_{200^\circ\text{C}} = V_{TL} = 1.1875\text{V}$$

$$V_{300^\circ\text{C}} = I_{pol} \cdot R(300^\circ\text{C}) = 100\mu\text{A} \cdot 12.985\text{k}\Omega$$

$$V_{300^\circ\text{C}} = V_{TH} = 1.2985\text{V}$$



Una vez obtenidos los valores en voltajes para las temperaturas de 200°C y 300°C, se puede determinar el ancho de histéresis en voltaje, esto de acuerdo a la ecuación (3.5), por lo que se obtiene:

$$H = V_{TH} - V_{TL} = 1.2985V - 1.1875V$$

$$H = 111mV$$

También, de acuerdo a la ecuación (3.5), se pueden determinar los valores de las resistencias:

$$H = \frac{R_1}{R_2}(V_n + V_p)$$

Proponiendo un valor de  $R_2 = 100k\Omega$  y con  $V_n = -2.5V$  y  $V_p = 2.5V$ , siendo estos los valores de las fuentes de alimentación del amplificador operacional, despejando  $R_1$  y sustituyendo valores se tiene:

$$R_1 = \frac{H \cdot R_2}{(V_n + V_p)} = \frac{(111mV)(100k\Omega)}{(2.5V + 2.5V)}$$

$$R_1 = 2.22k\Omega$$

Ahora, la función de transferencia estará centrada en 250°C, por lo que el valor en voltaje para esta temperatura es:

$$R(250^\circ C) = 10k\Omega \left[ 1 + (1.0835 \times 10^{-3} \%_C)(250^\circ C - 27^\circ C) \right]$$

$$R(250^\circ C) = 12.4162k\Omega$$

$$V_{250^\circ C} = I_{pol} \cdot R(250^\circ C) = 100\mu A \cdot 12.985k\Omega$$

$$V_{250^\circ C} = V_C = 1.2416V$$

De acuerdo a la ecuación (3.6), se puede determinar el valor de voltaje de referencia, de tal manera que la función de transferencia esté centrada en 1.2416V, despejando  $V_R$ :

$$V_R = \frac{V_C \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(1.2416V)(100k\Omega)}{2.22k\Omega + 100k\Omega}$$

$$V_R = 1.2146V$$

El circuito eléctrico final se muestra en la figura 3.4, unto con su función de transferencia.

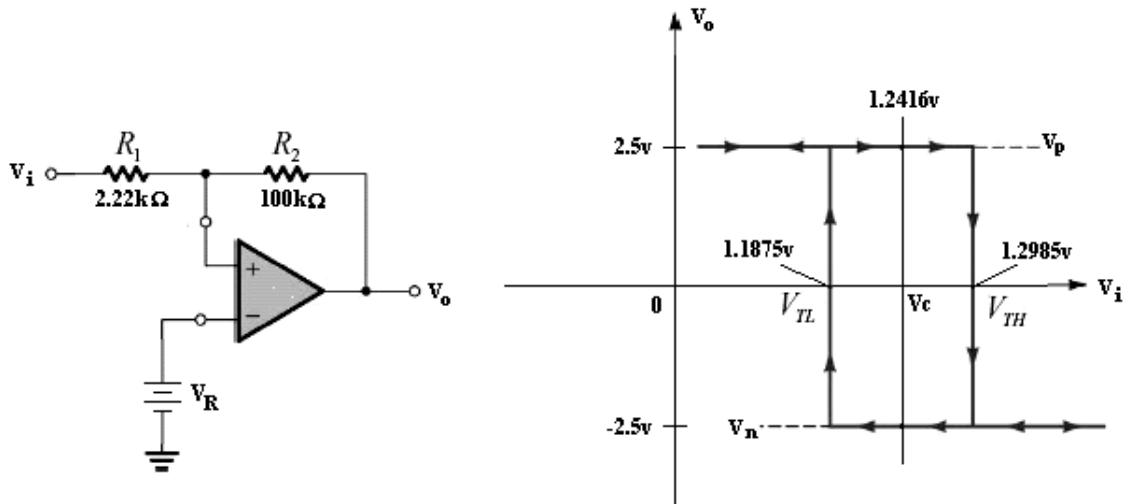


Fig. 3.4. Comparador con histéresis con su función de transferencia para un rango de temperaturas de 200°C a 300°C.

### 3.1.2. Diseño del Amplificador Operacional.

Par visualizar cada una de las etapas que constituyen a un amplificador operacional considere la figura 3.5, donde se puede observar que la primera etapa es un amplificador diferencial, seguido de una etapa de ganancia, compuesta por un circuito amplificador y finalmente una salida de acoplamiento (buffer).

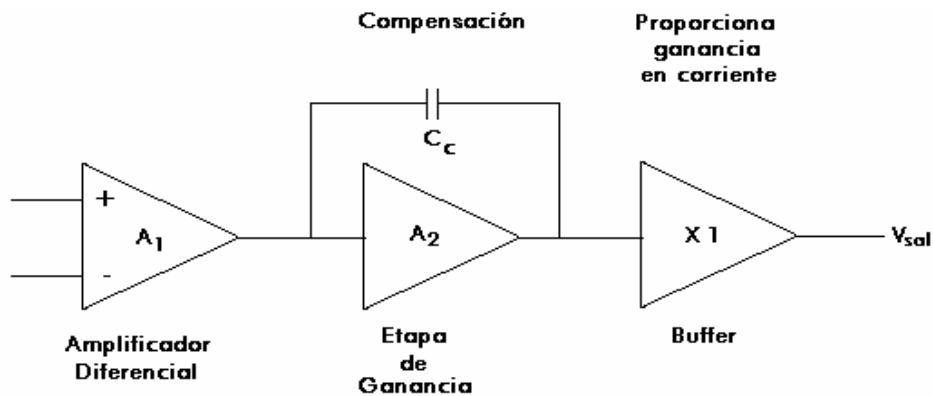


Fig. 3.5. Diagrama a bloques de un amplificador operacional de dos etapas con buffer de salida.

El diseño de un amplificador operacional consiste en determinar el tamaño de cada uno de los transistores que componen al dispositivo, condiciones de polarización, compensación para estabilizar al amplificador operacional, simular y caracterizar la ganancia de lazo abierto, el rango de voltaje de salida y la disipación de potencia.

#### El Amplificador Diferencial.

El diagrama eléctrico del amplificador diferencial empleado para el diseño del amplificador operacional se muestra en la figura 3.6. Se trata de un amplificador diferencial acoplado en las fuentes con un espejo de corriente como carga, de tal manera que se tenga un amplificador diferencial con voltaje a la salida.

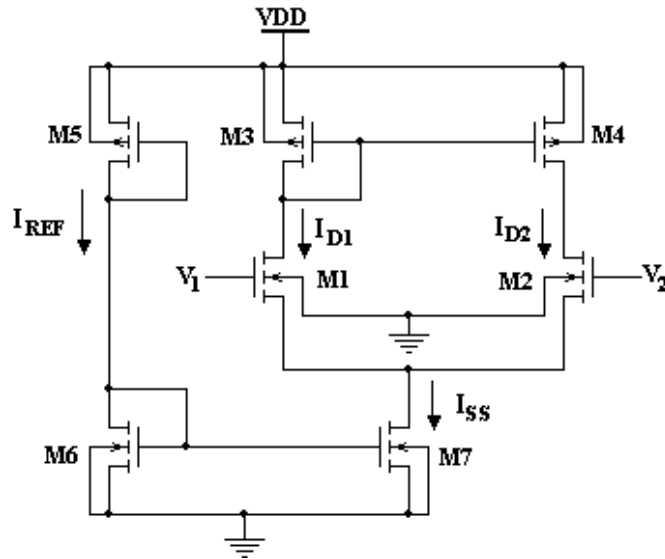


Fig. 3.6. Diagrama eléctrico del amplificador diferencial con fuentes acopladas y espejo de corriente como carga.

Como se puede observar en la figura 3.6, el par diferencial M1 y M2 es polarizado mediante la fuente de corriente conformada por los transistores MOSFET M5, M6 y M7 en un arreglo llamado espejo de corriente, siendo éste el punto de partida para el diseño.

Para el diseño del espejo de corriente, se consideran los datos proporcionados por MOSIS para la tecnología AMIS 1.5 (ABN) con un factor de escala,  $\lambda$  de  $0.8\mu\text{m}$  [3]. En la tabla 3.1 se muestran los datos necesarios para el diseño de los circuitos.

Tabla 3.1. Parámetros necesarios para el diseño del amplificador operacional

Parámetro	Canal N	Canal P
$V_{THN}$ y $V_{THP}$	0.5957V	-0.7834V
$\mu_n$ y $\mu_p$	$659.05 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{seg}$	$273.55 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{seg}$
$\epsilon_0$	$8.85 \times 10^{-18} \text{ F}/\mu\text{m}$	$8.85 \times 10^{-18} \text{ F}/\mu\text{m}$
$k_{ox}$	3.9	3.9
$T_{ox}$	29.9nm	29.9nm
CGDO	$1.74 \times 10^{10} \text{ F}/\text{m}$	$2.16 \times 10^{10} \text{ F}/\text{m}$

Para un mejor entendimiento, considere el espejo de corriente por separado, como se muestra en la figura 3.7.

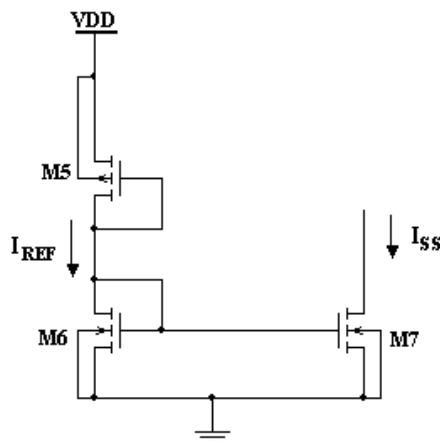


Fig. 3.7. Fuente de corriente que polariza al amplificador diferencial.



La corriente de drenador  $I_D$ , para los transistores MOSFET, considerando que éstos están operando en la región de saturación, es definida por las siguientes expresiones:

$$I_D = \frac{KP_n}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{THN})^2 \quad \text{para canal N} \quad (3.7)$$

$$I_D = \frac{KP_p}{2} \frac{W}{L} (V_{SG} - V_{THP})^2 \quad \text{para canal P} \quad (3.8)$$

De la figura 3.7, se tiene:

$$VDD = V_{SG5} + V_{GS6} \quad (3.9)$$

La ecuación (3.9) puede ser definida en términos de la corriente de referencia  $I_{REF}$ , la cual se define de acuerdo a las respectivas ecuaciones (3.7) y (3.8), por lo que se tiene:

$$VDD = \sqrt{\frac{2I_{REF}}{KP_p \frac{W_5}{L_5}}} + V_{THP} + \sqrt{\frac{2I_{REF}}{KP_n \frac{W_6}{L_6}}} + V_{THN} \quad (3.10)$$

Donde  $KP_n$ , es el parámetro de transconductancia para un MOSFET de canal N, y está dado por la siguiente expresión:

$$KP_n = \mu_n C'_{ox} = \mu_n \frac{\epsilon_{ox}}{T_{ox}} \quad (3.11)$$

Sustituyendo los valores dados en la tabla 3.1, para calcular  $KP_n$ , se obtiene:

$$KP_n = \mu_n \frac{k_{OX} \epsilon_0}{T_{OX}} = \left( 659.05 \frac{cm^2}{V^2 \cdot seg} \right) \left( \frac{3.9(8.85 \times 10^{-18} \frac{F}{\mu m})}{0.0299 \mu m} \right) = 76.077 \frac{\mu A}{V^2}$$

$$KP_n \cong 76 \frac{\mu A}{V^2}$$

De la misma manera se puede obtener el parámetro de transconductancia para un MOSFET canal P:

$$KP_p = \mu_p C'_{ox} = \mu_p \frac{\epsilon_{ox}}{T_{ox}} \quad (3.12)$$

Sustituyendo datos:

$$KP_p = \left( 273.55 \frac{cm^2}{V^2 \cdot seg} \right) \left( \frac{3.9(8.85 \times 10^{-18} \frac{F}{\mu m})}{0.0299 \mu m} \right) = 31.577 \frac{\mu A}{V^2}$$

$$KP_p \cong 32 \frac{\mu A}{V^2}$$



Una vez obtenidos los parámetros de transconductancia de cada uno de los transistores, y considerando que se va a emplear una polarización  $V_{DD} = 5V$ , por lo que sustituyendo valores, se puede determinar la relación de aspecto  $\left(\frac{W_5}{L_5}\right)$  para M5. Cabe señalar que el transistor M5 en este arreglo se comporta como un resistor. Regularmente cuando se diseñan espejos de corriente, los valores de  $L$  y  $V_{GS}$ , son seleccionados antes de determinar el valor de  $W$ . Considerando  $L_6 = 1.6\mu m = 2\lambda$  y  $V_{GS6} = 0.92V$  con una corriente de referencia  $I_{REF} = 20\mu A$ , por lo que sustituyendo en la ecuación (3.10), se tiene:

$$5V = \sqrt{\frac{2 \cdot (20\mu A)}{(32 \mu A/V^2) \cdot \frac{W_5}{L_5}}} + 0.7834V + 0.92V$$

Por lo tanto:

$$\frac{W_5}{L_5} = 0.115$$

De esta manera se tiene la posibilidad de proponer el valor de uno de los dos parámetros geométricos, por lo tanto considerando  $W_5 = 8\mu m = 10\lambda$ , se tiene:

$$L_5 = 69.5652\mu m \cong 69.6\mu m = 87\lambda$$

El paso siguiente es determinar el tamaño de M7, para lo cual se define cada una de las corrientes de drenador, tanto para M6 como para M7, las cuales son expresadas de acuerdo a la ecuación (3.7):

$$I_{REF} = \frac{KP_n}{2} \frac{W_6}{L_6} (V_{GS6} - V_{THN})^2 \quad (3.13)$$

$$I_{SS} = \frac{KP_n}{2} \frac{W_7}{L_7} (V_{GS7} - V_{THN})^2 \quad (3.14)$$

Generalmente en los espejos de corriente, las longitudes de los transistores es la misma, de esta manera  $L_6 = L_7$  y de acuerdo a la figura 3.7, se puede observar que  $V_{GS6} = V_{GS7}$ , por lo que la relación de corrientes de drenador resulta en:

$$\frac{I_{SS}}{I_{REF}} = \frac{W_7}{W_6} \quad (3.15)$$

Así de la ecuación (3.7), se puede determinar el parámetro  $W_6$ , por lo tanto:

$$\frac{W_6}{L_6} = \frac{2 \cdot (20\mu A)}{(76 \mu A/V^2) \cdot (0.92V - 0.5957V)^2} = 5.004$$

Por lo que para  $L_6 = 1.6\mu m = 2\lambda$ , se tiene:

$$W_6 = 8.0064\mu m \cong 8\mu m = 10\lambda$$



Si se desea obtener un valor de  $I_{SS} = 40\mu A$ , entonces se puede determinar el valor de  $W_7$  de acuerdo a la ecuación (3.15), así:

$$\frac{40\mu A}{20\mu A} = \frac{W_7}{8\mu m}$$

$$W_7 = 16\mu m = 20\lambda$$

Una vez obtenidos los tamaños de los transistores del espejo de corriente, se pueden definir los tamaños para el amplificador diferencial. De acuerdo a la figura 3.6, se tiene:

$$I_{SS} = I_{D1} + I_{D2} \quad (3.16)$$

Cuando los potenciales en la compuerta de M1 y M2 son iguales, asumiendo que ambos transistores están operando en la región de saturación, se tiene:

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_{SS}}{2} \quad (3.17)$$

Ya que la corriente  $I_{SS}$  tiene un valor de  $40\mu A$ , implica que en los transistores M1 y M2 circule una corriente  $I_{D1}$  e  $I_{D2}$  igual a  $20\mu A$ . De la misma manera que para el espejo de corriente, los parámetros geométricos se pueden encontrar a partir de la expresión que define a la corriente de drenador, por lo que para los transistores de canal N, M1 y M2, se tendrán los mismos parámetros que para el transistor M6, cuya corriente es de  $20\mu A$ , por lo tanto se tiene:

$$W_1 = W_2 = 8\mu m = 10\lambda$$

$$L_1 = L_2 = 1.6\mu m = 2\lambda$$

Mientras que para determinar el tamaño de los transistores de canal P M3 y M4, se hace uso de la ecuación (3.8):

$$I_{D3} = \frac{KP_p}{2} \frac{W_3}{L_3} (V_{SG3} - V_{THP})^2$$

Donde  $V_{SG3} = 1.033V$  y  $KP_p$  toma el valor obtenido a partir de la ecuación (3.12), de esta manera despejando  $\frac{W_3}{L_3}$  y sustituyendo valores se tiene:

$$\frac{W_3}{L_3} = \frac{2 \cdot I_{D3}}{KP_p \cdot (V_{SG3} - V_{THP})^2} = \frac{40\mu A}{(32 \frac{\mu A}{V^2})(1.033V - 0.7874V)^2}$$

$$\frac{W_3}{L_3} = 20.064$$

Seleccionando una longitud  $L_3 = 1.6\mu m = 2\lambda$ , se obtiene:

$$W_3 = 32.1024\mu m \cong 32\mu m = 40\lambda$$





Como el valor de la corriente en M4 debe ser la misma que en M3, el valor de los parámetros geométricos de M4 serán los mismos que los de M3, por lo tanto:

$$W_4 = 32\mu m = 40\lambda$$

$$L_4 = 1.6\mu m = 2\lambda$$

La ganancia en modo diferencial está dada por la siguiente expresión [1]:

$$A_{di} = \frac{v_{out}}{v_{di}} = gm_{1,2} \cdot (r_{o2} // r_{o4}) \quad (3.18)$$

Donde  $gm$ , es el parámetro de transconductancia y está dado por la siguiente expresión:

$$gm = \sqrt{2 \cdot KP \frac{W}{L} \cdot I_D} \quad (3.19)$$

Por lo tanto:

$$gm_{1,2} = \sqrt{2 \cdot KP_n \frac{W_{1,2}}{L_{1,2}} \cdot I_{D1}} = \sqrt{2 \cdot (76 \frac{\mu A}{V^2}) \frac{8\mu m}{1.6\mu m} \cdot 20\mu A} = 123.2883 \frac{\mu A}{V}$$

Las resistencias de salida  $r_{o2}$  y  $r_{o4}$  están dadas por la siguiente expresión:

$$r_o = \frac{1}{\lambda_{mc} \cdot I_D} \quad (3.20)$$

Donde  $\lambda_{mc}$ , es el parámetro de modulación de canal y su valor típico es de  $0.06V^{-1}$ , por lo tanto:

$$r_{o2} // r_{o4} = \frac{1}{2 \cdot \lambda_{mc} \cdot I_D} = \frac{1}{2(0.06V^{-1})(20\mu A)} = 416.6667k\Omega$$

Por lo tanto, la ganancia del amplificador diferencial de acuerdo a la ecuación (3.18) es:

$$A_{di} = (123.2883 \frac{\mu A}{V})(416.6667k\Omega)$$

$$A_{di} = 51.3701 \frac{V}{V}$$

Una vez conocidos, los tamaños de los transistores que componen al amplificador diferencial, se procede al diseño de la siguiente etapa del amplificador operacional.

### El Amplificador Con Acoplamiento (Buffer) a la Salida.

Se trata de un amplificador clase AB con salida acopladora (buffer) usando seguidores fuente [1], lo cual nos permite usar cargas resistivas ó cargas capacitivas grandes. El



amplificador se puede observar en la figura 3.8, donde la salida acopladora (buffer) está compuesta por los transistores M9-M13. Los transistores M8 y M11 forman un amplificador de fuente común con una fuente de corriente como carga.

La corriente de M12 y M13, puede ser determinada, de acuerdo a la corriente que circula por M9 y M10, debido a la configuración de espejo de corriente, por lo que la relación de la ecuación (3.15) puede ser usada para determinar los tamaños de los transistores. Las corrientes en M9 y M10 son parámetros conocidos, ya que estas corrientes son proporcionadas por la fuente de corriente que polariza al amplificador diferencial, por lo que en estos transistores M9 y M10 circulará una corriente de  $20\mu\text{A}$ , de esta manera los parámetros geométricos para estos transistores son:

$$W_9 = W_{11} = 8\mu\text{m} = 10\lambda \quad \text{y} \quad W_8 = W_{10} = 32\mu\text{m} = 40\lambda$$

$$L_{8,9,10,11} = 1.6\mu\text{m} = 2\lambda$$

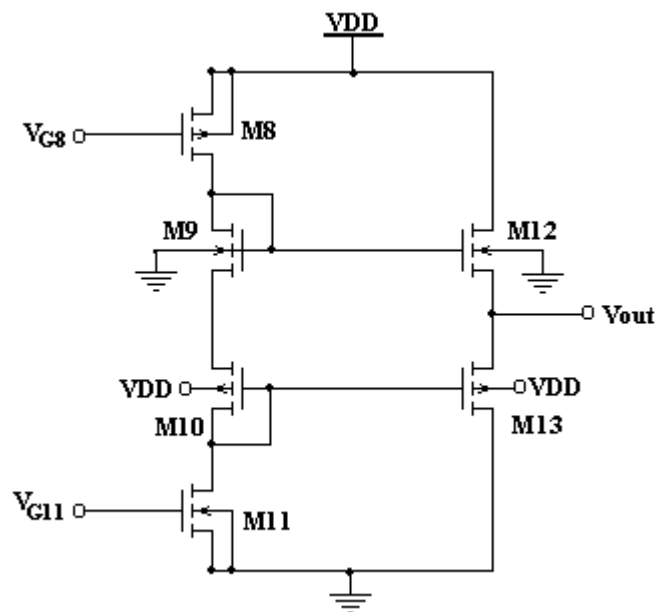


Fig. 3.8. Amplificador clase AB con buffer en la salida.

Si se desea mayor corriente a la salida, por ejemplo  $200\mu\text{A}$ , el ancho de los transistores M12 y M13 puede ser determinado de acuerdo a la ecuación (3.15), por lo que se tiene:

Para M12, se tiene:

$$\frac{200\mu\text{A}}{20\mu\text{A}} = \frac{W_{12}}{W_9} \Rightarrow W_{12} = 80\mu\text{m} = 20\lambda$$

Para M13, se tiene:

$$\frac{200\mu\text{A}}{20\mu\text{A}} = \frac{W_{13}}{W_{10}} \Rightarrow W_{13} = 320\mu\text{m} = 80\lambda$$



En la figura 3.6 se puede observar que en este tipo de amplificador conforme el voltaje en la compuerta de M8 aumenta, el transistor M8 pasa a un estado de no conducción. Sin embargo, la corriente en M11 es constante, así que las compuertas de M9 y M10 se comportan como si estuvieran conectadas a tierra. Esto hace que en M13 haya conducción de corriente, mientras que M12 se encuentra en no conducción. De la misma manera, si el voltaje de compuerta de M8 disminuye, habrá conducción en M8 llevando las compuertas de M9 y M10 a VDD, por lo que en M12 hay conducción de corriente, mientras que M13 se encontrará en un estado de no conducción.

El potencial más bajo que se puede conseguir en la compuerta de M13 es tierra, mientras que el potencial más alto que se puede conseguir en la compuerta de M12 es VDD. Sabiendo que M13 tiene un voltaje  $V_{SG13}$  mayor que  $V_{THP}$  y M12 tiene un  $V_{GS12}$  mayor que  $V_{THN}$ , el rango del voltaje de salida será:

$$V_{THP} \leq V_{out} \leq VDD - V_{THN} \quad (3.21)$$

Por lo tanto, el rango del voltaje de salida es:

$$0.7834V \leq V_{out} \leq 4.4043V$$

La ganancia de esta etapa está dada por la siguiente expresión [1]:

$$A_2 = -gm_8 \cdot (r_{o8} // r_{o11}) \quad (3.22)$$

Donde:

$$gm_8 = \sqrt{2 \cdot KP_p \frac{W_8}{L_8} \cdot I_{D8}} = \sqrt{2 \cdot (32 \frac{\mu A}{V^2}) \frac{32 \mu m}{1.6 \mu m} \cdot 20 \mu A} = 160 \frac{\mu A}{V}$$

Con:

$$r_{o8} // r_{o11} = \frac{1}{2 \cdot \lambda_{mc} \cdot I_D} = \frac{1}{2(0.06V^{-1})(20 \mu A)} = 416.6667 k\Omega$$

Por lo tanto:

$$A_2 = -(160 \frac{\mu A}{V})(416.6667 k\Omega)$$

$$A_2 = -66.6667 \frac{V}{V}$$

El circuito completo del amplificador operacional se muestra en la figura 3.9, en donde se puede observar una red de compensación compuesta por el capacitor,  $C_c$ , a la cual se denomina también compensación Miller [1].

Ganancia de Lazo Abierto  $A_{OLDC}$  a Bajas Frecuencias.

La ganancia del amplificador operacional es calculada como el producto de las ganancias de cada una de las etapas, las cuales están definidas por las ecuaciones (3.18) y (3.22) respectivamente, esto es:

$$|A_{OLDC}| = A_{di} \cdot A_2 = gm_{1,2} (r_{o2} \parallel r_{o4}) [- gm_8 (r_{o8} \parallel r_{o11})]$$

$$|A_{OLDC}| = 3424 \frac{V}{V}$$

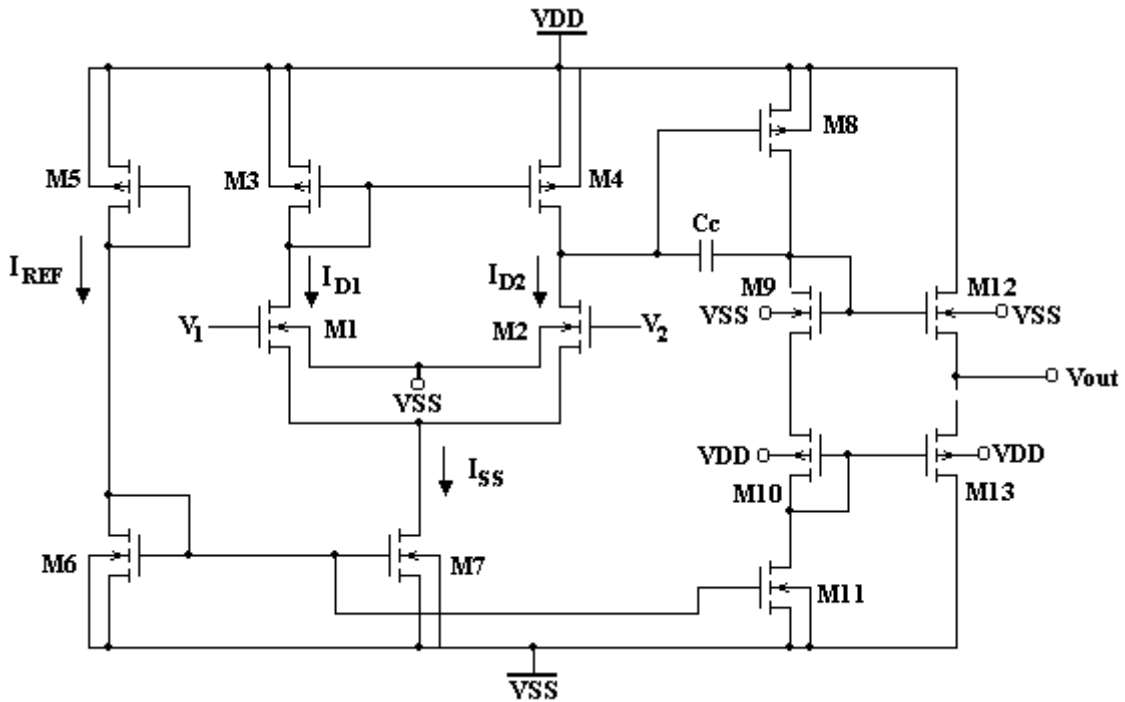


Fig. 3.9. Amplificador Operacional.

Compensación del Amplificador Operacional.

La última etapa en el diseño del amplificador operacional, es seleccionar la red de compensación. El modelo a pequeña señal del amplificador operacional de dos etapas con un buffer a la salida, considerando los nodos de alta impedancia que dan a los polos dominantes, se muestra en la figura 3.10.

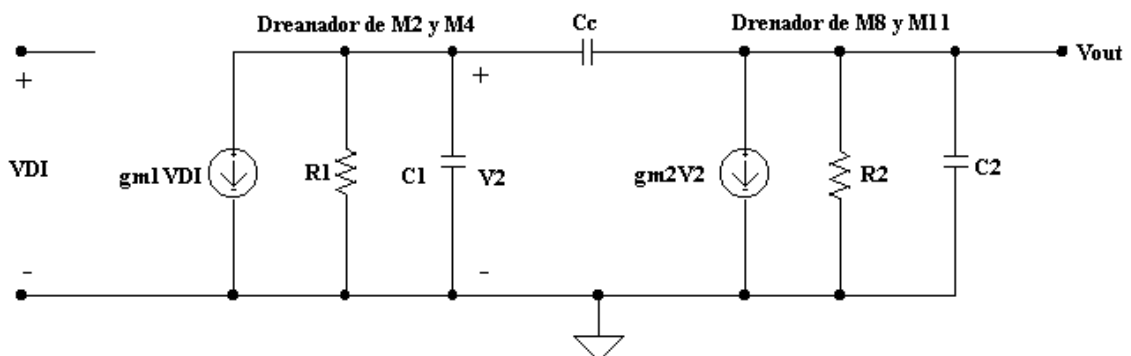


Fig. 3.10. Modelo a pequeña señal del amplificador operacional.



La resistencia a la salida del amplificador diferencial está dada por:

$$R_1 = r_{o2} // r_{o4} = 416.6667k\Omega$$

La capacitancia  $C_1$ , está dada por:

$$C_1 = C_{gs8} + C_{gd8}(1 + |A_2|) + C_{gd4} + C_{gd2} \quad (3.23)$$

Donde:

$$C_{gs8} = \frac{2}{3} \cdot C_{ox} \cdot W_8 \cdot L_8 = 39.4017 fF$$

$$C_{gd8} = W_8 \cdot CGDO = (32\mu m)(2.16 \times 10^{-10} F/m) = 6.912 fF$$

$$C_{gd4} = W_4 \cdot CGDO = (32\mu m)(2.16 \times 10^{-10} F/m) = 6.912 fF$$

$$C_{gd2} = W_2 \cdot CGDO = (8\mu m)(1.74 \times 10^{-10} F/m) = 1.3920 fF$$

Por lo tanto:

$$C_1 = 515.3716 fF$$

El polo resultante para esta constante de tiempo es:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot (416.6667k\Omega)(515.3716 fF)} = 741.1581kHz$$

El polo resultante del nodo de alta impedancia en el drenador de M8, es caracterizado por  $R_2$  y  $C_2$ , donde:

$$R_2 = r_{o8} // r_{o11} \quad (3.24)$$

$$C_2 = C_{gd8} \left( 1 + \frac{1}{|A_2|} \right) + C_{gd11} + C_{gd12} + C_{gd13} \quad (3.25)$$

El valor de  $R_2$ , es el mismo que el de  $R_1$ , debido a que las corrientes de polarización de la primera y segunda etapa son idénticas.

$$R_2 = R_1 = 416.6667k\Omega$$

$$C_{gd11} = C_{gd2}$$

$$C_{gd12} = W_{12} \cdot CGDO = (80\mu m)(1.74 \times 10^{-10} F/m) = 13.92 fF$$

$$C_{gd13} = W_{13} \cdot CGDO = (320\mu m)(2.16 \times 10^{-10} F/m) = 69.12 fF$$

Sustituyendo valores para obtener  $C_2$ , se tiene:

$$C_2 = 91.447 \text{ fF}$$

De esta manera el polo resultante para esta constante de tiempo es:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = \frac{1}{2\pi \cdot (416.6667 \text{ k}\Omega)(91.447 \text{ fF})} = 4.1769 \text{ MHz}$$

Un circuito útil para la simulación de la ganancia de lazo abierto de un amplificador operacional con y sin compensación se muestra en la figura 3.11. La retroalimentación resistiva asegura una condición de operación de DC estable, mientras que la combinación capacitor-resistor elimina las señales de AC retroalimentadas desde la salida del amplificador operacional.

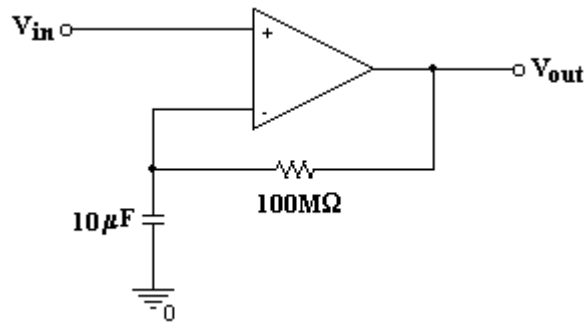


Fig. 3.11. Configuración del circuito usado para medir la ganancia de lazo abierto y la respuesta en frecuencia.

Los resultados de la simulación del amplificador descrito en la figura 3.11 y dado esquemáticamente en la figura 3.10, sin compensación son mostrados en la figura 3.12. El punto al cual la ganancia de lazo abierto es unitaria (0dB) corresponde a una fase de  $-192^\circ$ , ó a  $12^\circ$  de margen de fase, lo cual indica que el amplificador será inestable [1]. Normalmente se desea no menos de  $45^\circ$  de margen de fase cuando el amplificador operacional sea compensado.

Ahora, si se considera el capacitor de compensación  $C_c$  y este es mucho más grande que  $C_1$ , implica que  $V_2 \approx 0$  y que toda la corriente  $gm_1 V_{DI}$  fluya a través de  $C_c$ , por lo que se puede definir al voltaje de salida en términos del voltaje de entrada:

$$V_{out} = gm_1 V_{DI} \cdot \frac{1}{j\omega \cdot C_c} \quad (3.26)$$

$$A_{OLCD} = \frac{V_{out}}{V_{DI}} = \frac{gm_1}{j\omega \cdot C_c} \quad (3.27)$$

Si denotamos a la frecuencia cuando la magnitud de la ganancia de lazo abierto es unitaria como  $f_{un}$ , entonces se puede seleccionar al capacitor de compensación de acuerdo a la siguiente expresión:

$$C_c = \frac{gm_1}{2\pi \cdot f_{un}} \quad (3.28)$$

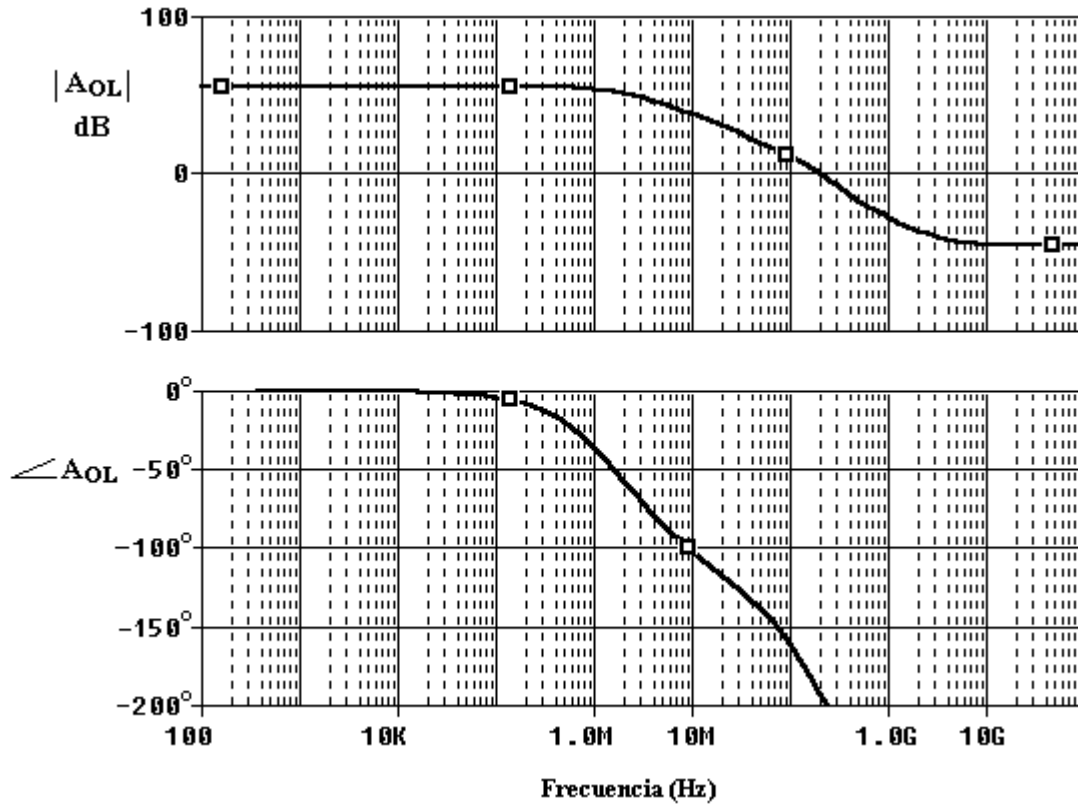


Fig. 3.12. Respuesta en frecuencia del amplificador operacional sin compensación.

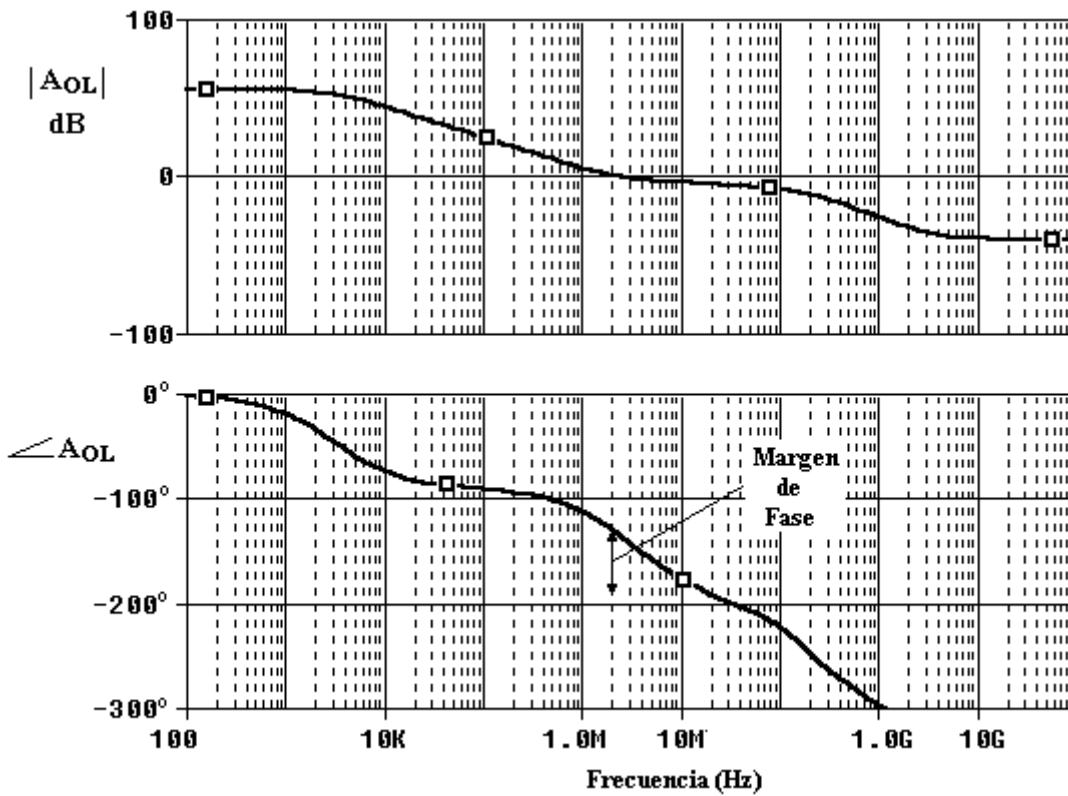


Fig. 3.13. Respuesta en frecuencia del amplificador operacional con compensación.

Si se considera la frecuencia de ganancia unitaria de 2.5MHz, esto con la finalidad de dar un poco más de margen de fase, resulta que la fase de  $A_{OLDC}$  es aproximadamente de  $135^\circ$  y que corresponde a un margen de fase de  $45^\circ$ , por lo que el capacitor de compensación es entonces:

$$C_c = \frac{123.2883 \mu A/V^2}{2\pi(2.5MHz)} = 7.8488 pF \cong 8 pF$$

Las gráficas de magnitud y fase de la ganancia de lazo abierto del amplificador operacional compensado se muestran en la figura 3.13, donde se puede observar que el margen de fase es de aproximadamente de  $45^\circ$ .

### 3.1.3. Diseño de la Fuente de Corriente Para el Microcalefactor.

De acuerdo a la figura 3.2, el circuito eléctrico encargado de proporcionar la corriente al microcalefactor, es un espejo de corriente en una conexión tipo cascode, el cual se muestra por separado en la figura 3.14. Esta configuración es usada para aumentar la resistencia de salida de la fuente de corriente.

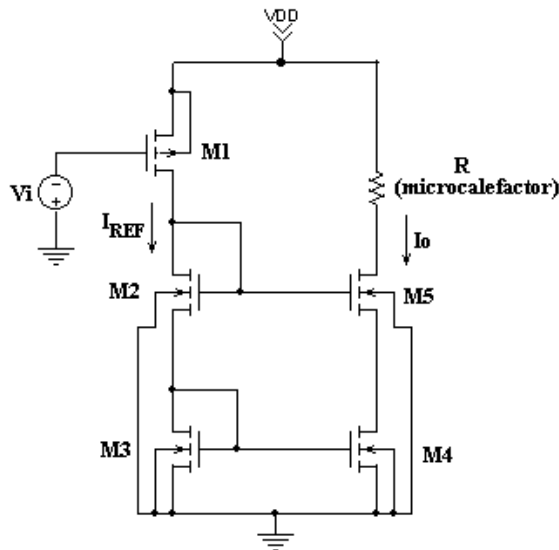


Fig. 3.14. Fuente de corriente para el microcalefactor

Para determinar el tamaño de cada uno de los transistores que componen al circuito de la figura 3.14, es necesario seleccionar el  $V_{GS}$  para cada MOSFET, el cual será asumido a ser de 1.2V.

Partiendo de la expresión que define a la corriente de drenador cuando el transistor está operando en la región de saturación dada por las ecuaciones (3.7) y (3.8), para determinar la relación de aspecto tanto de M1 así como de M2 y M3.

Para el MOSFET canal N, se tiene:

$$I_{REF} = \frac{KP_n}{2} \frac{W_3}{L_3} (V_{GS3} - V_{THN})^2$$





Considerando una corriente de referencia de 55mA, se tiene:

$$55mA = \frac{76 \mu A / V^2}{2} \frac{W_3}{L_3} (1.2V - 0.5957V)^2$$

$$\frac{W_3}{L_3} = 3.9635 \times 10^3$$

Si se considera que  $L_3 = 1.6 \mu m = 2\lambda$ , nuevamente con  $\lambda = 0.8 \mu m$  como factor de escalamiento, se tiene:

$$W_3 = (1.6 \mu m) \cdot (3.9635 \times 10^3)$$

$$W_3 = 6.3415mm \cong 7.9 \times 10^3 \lambda$$

Por lo tanto:

$$W_3 = 6.32mm$$

Como en M2 de la figura 3.14, debe de circular la misma corriente, éste tendrá los mismos tamaños que M3, por lo tanto:

$$L_2 = L_3 = 1.6 \mu m = 2\lambda$$

$$W_2 = W_3 = 6.32mm = 7.9 \times 10^3 \lambda$$

Para el MOSFET canal P, se tiene:

$$I_{REF} = \frac{(32 \mu A / V^2)}{2} \frac{W_1}{L_1} (1.2V - 0.7874V)^2$$

$$\frac{W_1}{L_1} = 20.1922 \times 10^3$$

Sí  $L_1 = 1.6 \mu m = 2\lambda$ , se tiene:

$$W_1 = 32.3076mm \cong 40.4 \times 10^3 \lambda$$

Por lo tanto:

$$W_1 = 32.32mm$$

Se desea que en los transistores M4 y M5, fluya una corriente  $I_O$  de aproximadamente 110mA, de acuerdo a los resultados obtenidos en el análisis térmico del capítulo anterior, tales resultados pueden ser observados en las figuras 2.5 y 2.6.

Por lo que para obtener el tamaño de M4 y M5 se hace uso de la relación similar a la dada por la ecuación (3.15), de esta manera se tiene:

$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \frac{W_4}{W_3}$$

Sustituyendo:

$$\frac{110mA}{55mA} = \frac{W_4}{6.32mm}$$

Por lo tanto:

$$W_4 = 12.64mm = 15.8 \times 10^3 \lambda$$

Finalmente el circuito controlador de temperatura se muestra en conjunto en la figura 3.15.

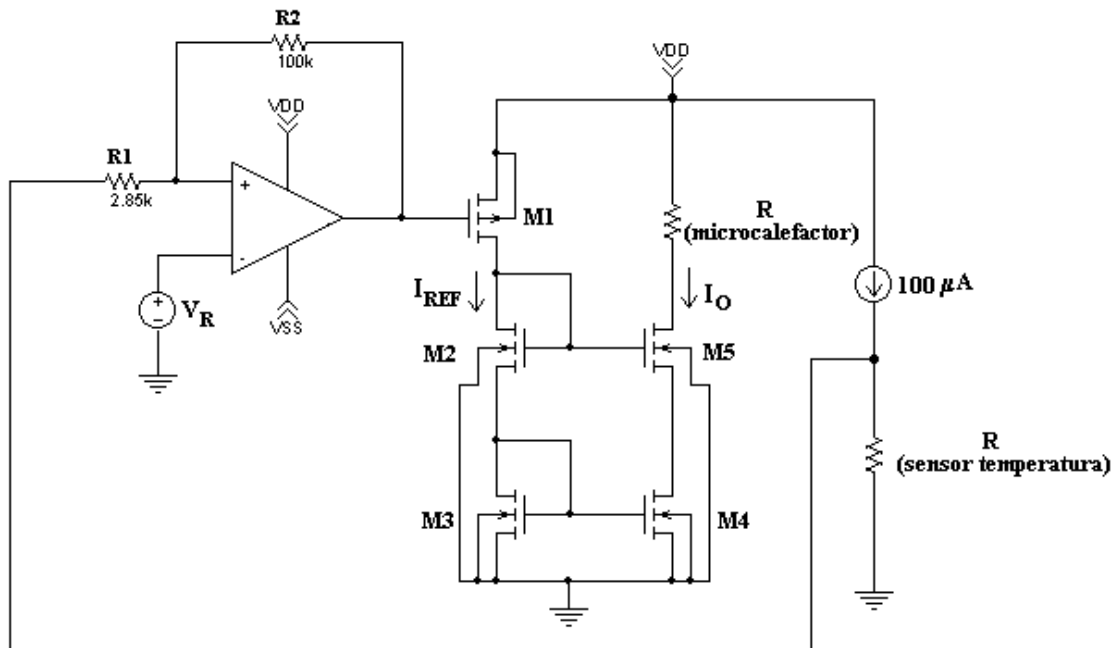


Fig. 3.15. Circuito controlador de temperatura del microcalefactor.

De acuerdo al diagrama eléctrico mostrado en la figura 3.15, se puede describir el funcionamiento del circuito de control del sensor de gas MEM.

El circuito de control cuenta con un comparador con histéresis, el cual está compuesto por el amplificador operacional, una fuente de voltaje de referencia  $V_R$  y los resistores  $R_1$  y  $R_2$ , dicho comparador tiene la función de activar o desactivar el flujo de corriente en el resistor de polisilicio (microcalefactor). El ancho de la histéresis va desde los  $200^\circ\text{C}$  a los  $300^\circ\text{C}$  y la función de transferencia está centrada en  $250^\circ\text{C}$  debido a la fuente de voltaje  $V_R$ , como se pudo observar en la figura 3.4.

Inicialmente se considera que la temperatura de la membrana es igual a la temperatura ambiente ( $27^\circ\text{C}$ ) y que en la salida del comparador se tiene una caída de voltaje negativa que polariza al transistor M1 de canal P, llevando a dicho transistor a operar en la región de saturación, así como M2 y M3 estarán operando en la región de saturación, circulando a través de dichos transistores una corriente ( $I_{REF}$ ) de aproximadamente 55mA. Debido a la configuración de espejo de corriente y a los tamaños de M4 y M5 la corriente que fluirá a través del microcalefactor es  $I_O$  con un valor de 110mA y que es necesaria para alcanzar una temperatura de  $300^\circ\text{C}$  en la MPC (ver figura 2.5 capítulo anterior).



La temperatura de la membrana será monitoreada por el sensor de temperatura de polisilicio localizado en la MPC. Mientras la temperatura de la MPC esté por debajo de los 300°C se tendrá en la salida del comparador una caída de voltaje negativa, la cual llevará al transistor M1 a saturación, manteniendo de esta manera un flujo de corriente a través del microcalefactor. Por otro lado, cuando la temperatura esté por arriba de los 300°C (límite superior del comparador) la salida del comparador cambia, por lo que se tendrá en la compuerta de M1 una caída de voltaje positiva, la cual llevará al transistor M1 a un estado de no conducción, por lo que no habrá flujo de corriente a través del microcalefactor, provocando que la temperatura de la MPC disminuya, pero cuando la temperatura de la MPC llegue a estar por debajo de los 200°C (límite inferior del comparador), nuevamente se tendrá a la salida del comparador una salida negativa provocando de esta manera que el transistor M1 vaya a la región de saturación permitiendo el flujo de corriente a través del microcalefactor, por lo tanto el circuito de control mostrado en la figura 3.15, mantendrá al sensor de gas MEM o en forma particular a la MPC dentro de un rango de temperatura que va desde los 200°C hasta los 300°C.

En la figura 3.16 se muestra la simulación del circuito de control para cuando se tiene una temperatura en la MPC por debajo de los 300°C, en dicha figura se puede observar que la corriente que circulará a través del microcalefactor (microresistor de polisilicio) es de magnitud igual a 110mA, provocando mediante calentamiento Joule que el microresistor de polisilicio alcance una temperatura de 300°C, activando de esta manera el mecanismo de sentido.

En la figura 3.17 se muestra la simulación del circuito de control para cuando la temperatura en la MPC se encuentra por arriba de los 300°C, teniendo una magnitud de corriente igual a 205µA, la cual fluirá a través del microcalefactor, esto provocará que la temperatura en la MPC disminuya, pero al llegar a un valor de 200°C el comparador nuevamente activará a la fuente de corriente, por lo que una magnitud de corriente de 110mA como la mostrada en la figura 3.16 circulará a través del microcalefactor, de esta manera se puede asegurar que la MPC se encontrará en un rango de temperatura de 200°C a 300°C, rango de temperatura en el cual el mecanismo de sentido se encuentra activo, por lo que el gas será sentido en todo momento.

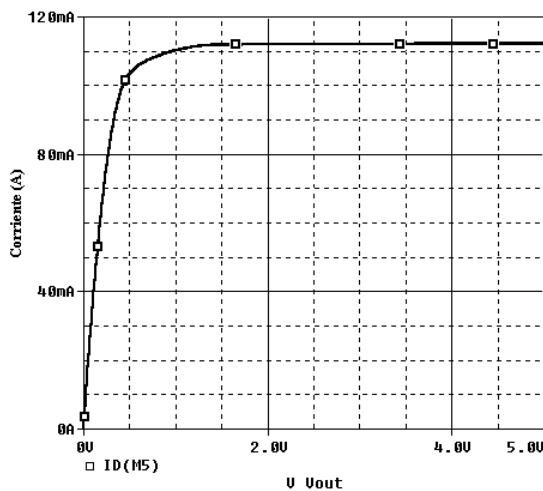


Fig. 3.16. Corriente aplicada al microcalefactor cuando la temperatura está por debajo de 300°C.

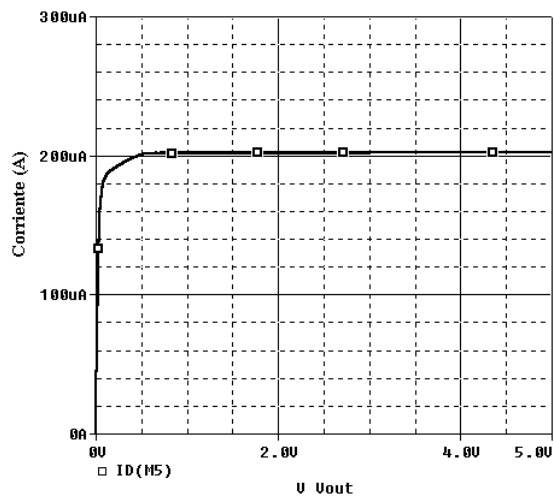


Fig. 3.17. Corriente aplicada al microcalefactor cuando la temperatura está por arriba de 300°C.

### 3.2. Circuito de Lectura.

El circuito propuesto para la lectura de la concentración de especies gaseosas se muestra en la figura 3.18. Se trata de un espejo de corriente con un transistor de compuerta flotante como carga y en la salida un amplificador de fuente común.

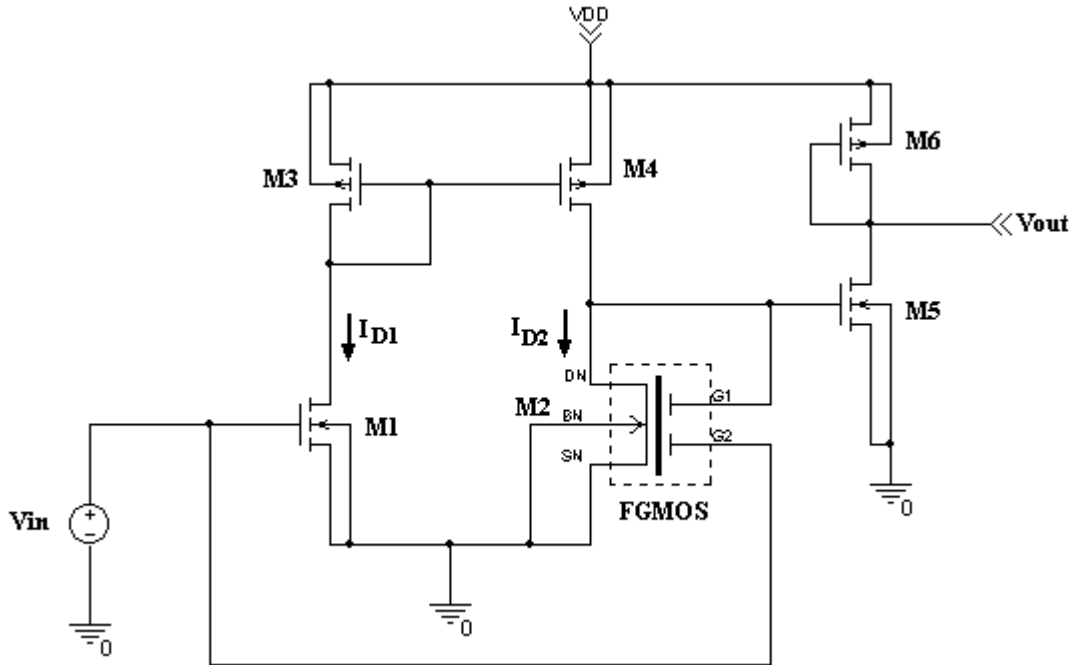


Fig. 3.18. Circuito de lectura del sensor de gas MEM.

El transistor de compuerta flotante (FGMOS) es un MOSFET ordinario excepto que la compuerta se encuentra flotando, es decir, la compuerta se encuentra completamente cubierta por dióxido de silicio sin ningún camino de conexión hacia algún potencial de DC. La estructura básica de un transistor FGMOS de canal N con  $n$ -voltajes de entradas  $V_1, V_2, \dots, V_n$ , es mostrado en la figura 3.19. La compuerta flotante es formada en la primera capa de polisilicio sobre el canal N, mientras que las compuertas de entrada, que comúnmente son llamadas compuertas de control, son formadas por la segunda capa de polisilicio, las cuales se encuentran localizados sobre la compuerta flotante. La compuerta flotante es acoplada capacitivamente a las compuertas de entrada.

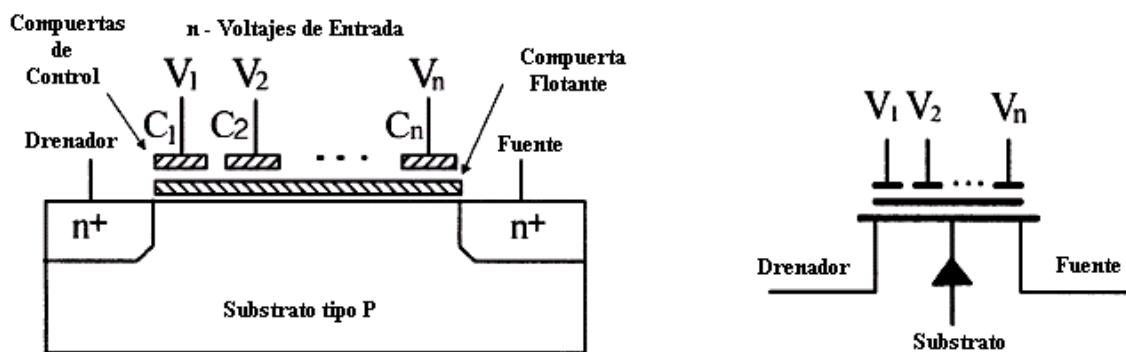


Fig. 3.19. Estructura básica de un transistor de compuerta flotante con  $n$  - compuertas de entrada o control junto con su representación esquemática.



La corriente de drenador de un transistor FGMOS con n-compuertas de entrada en la región de saturación es dada por la siguiente expresión:

$$I_D = \frac{KP_n}{2} \cdot \frac{W}{L} (V_{CFS} - V_{THN})^2 \quad (3.29)$$

Donde  $V_{CFS}$ , es el voltaje de compuerta flotante-fuente, por lo que la ecuación (3.29) puede ser escrita de la siguiente manera:

$$I_D = \frac{KP_n}{2} \cdot \frac{W}{L} (V_{CF} - V_S - V_{THN})^2 \quad (3.30)$$

Mientras que el voltaje de compuerta flotante es expresado matemáticamente por la siguiente expresión:

$$V_{CF} = \sum_{i=1}^n \frac{C_i}{C_T} V_i + \frac{C_{GB}}{C_T} V_B + \frac{C_{GD}}{C_T} V_D + \frac{C_{GS}}{C_T} V_S + \frac{Q_{CF}}{C_T} \quad (3.31)$$

Con:

$$C_T = \sum_{i=1}^n C_i + C_{GB} + C_{GD} + C_{GS} + C_{OX} \quad (3.32)$$

La idea básica del circuito mostrado en la figura 3.18, es hacer una comparación entre los voltajes de compuerta de los transistores M1 y M2, los cuales son considerados a tener la misma relación de aspecto y la misma corriente de drenador. Si la corriente de drenador de los transistores M1 y M2 es la misma implica que los voltajes en las compuertas también son iguales. Para el transistor M1 la corriente de drenador está dada por la ecuación (3.7), la cual puede ser escrita de la siguiente manera:

$$I_{D1} = \frac{KP_n}{2} \cdot \frac{W_1}{L_2} (V_{G1} - V_{S1} - V_{THN})^2$$

Sí  $I_{D1} = I_{D2}$ , donde  $I_{D2}$  está dada por la ecuación (3.30), se tiene que:

$$V_G = V_{CF}$$

$$V_G - V_{CF} = 0 \quad (3.33)$$

De acuerdo al arreglo presentado en la figura 3.18, se tiene:

$$V_{CF} = \frac{C_1}{C_T} V_{G1} + \frac{C_2}{C_T} V_{G2} + \frac{C_{GB}}{C_T} V_{B2} + \frac{C_{GD}}{C_T} V_{D2} + \frac{C_{GS}}{C_T} V_{S2} + \frac{Q_{CF}}{C_T} \quad (3.34)$$

y

$$V_{G1} = V_{D2}; \quad V_{G2} = V_{in}; \quad V_{B2} = V_{S2} = 0$$



Por lo tanto:

$$V_{CF} = \frac{C_2}{C_T} V_{in} + \left( \frac{C_1}{C_T} + \frac{C_{GD}}{C_T} \right) V_{D2} + \frac{Q_{CF}}{C_T}$$

Sustituyendo la expresión anterior en la ecuación (3.33):

$$V_G - \frac{C_2}{C_T} V_{in} + \left( \frac{C_1}{C_T} + \frac{C_{GD}}{C_T} \right) V_{D2} + \frac{Q_{CF}}{C_T} = 0$$

Como  $V_G = V_{in}$ , entonces se obtiene:

$$\left( 1 - \frac{C_2}{C_T} \right) V_{in} - \left( \frac{C_1}{C_T} + \frac{C_{GD}}{C_T} \right) V_{D2} = \frac{Q_{CF}}{C_T}$$

De esta manera se puede obtener una relación del voltaje de drenador del transistor FGMOS con la carga almacenada en éste, así:

$$V_{D2} = \frac{\left( 1 - \frac{C_2}{C_T} \right)}{\left( \frac{C_1}{C_T} + \frac{C_{GD}}{C_T} \right)} V_{in} - \frac{\frac{Q_{CF}}{C_T}}{\left( \frac{C_1}{C_T} + \frac{C_{GD}}{C_T} \right)} \quad (3.35)$$

El voltaje dado por la ecuación (3.35), será amplificado mediante un amplificador de fuente común, tal como se muestra en la figura 3.18. Cabe hacer el comentario, que será en la compuerta flotante de este FGMOS, donde se tendrá la película sensora de gas. Como se recordará, en el capítulo 1 se mencionaron los mecanismos que se presentan cuando existe contacto entre un gas, ya sea oxidante o reductor, y la película sensora. Por un lado, para que se favoreciera la reacción, se requiere del calentamiento, que es entonces donde entra en acción, la MPC diseñada y simulada anteriormente. Una vez llevada a cabo la reacción, se tiene un exceso o déficit de electrones, según el gas sea oxidante o reductor, respectivamente. Evidentemente, esto es equivalente a tener una carga (negativa o positiva, según el caso), que consecuentemente modificará el voltaje de umbral del FGMOS. Este es un trabajo iniciado anteriormente y reportado en [8]. El corrimiento del voltaje de umbral se correlacionará por tanto con la concentración del gas medido y ésta es la finalidad del circuito de la figura 3.18. Las ecuaciones 3.29 a 3.35 son la base del diseño para determinar las dimensiones de los transistores en el circuito, sin embargo, es necesario realizar simulaciones para ajustarlas, ya que se encontró que existe un rango reducido de voltajes aplicados en  $V_{in}$  (ver figura 3.18), que es el mismo que se aplica en la compuerta de control G2.

De no considerar un rango adecuado de  $V_{in}$ , se tendrá como consecuencia una deformación importante de la señal registrada. Por lo tanto, inicialmente se realizó la simulación del FGMOS con dos compuertas de control, empleando un modelo para SPICE reportado en [9] y [10] y cuyo listado se presenta a continuación.



.SUBCKT TFGMOS DN SN BN G1 G2 SENS

\*-----  
\* **Parámetro que pueden definirse en el símbolo del diagrama esquemático**

\*-----  
+           PARAMS:    C1=0   C2=0  
+                        AREA\_POLY1=0  
+                        LN=0    WN=0  
+                        ASN=0   PSN=0  
+                        ADN=0   PDN=0  
\*-----

\* **Parámetros propios del proceso de fabricación CMOS**

\*-----  
.PARAM            CGBON=1.0E-10 CGSON=1.72E-10 CGDON=1.72E-10  
+                    WDN=0.01U LDN=0.01U PHIN=0.7  
+                    TOXN=319E-10  
\*-----  
\*-----

\* **Expresiones del modelo**

\*-----  
\*-----  
.PARAM RGDE=1E12  
.PARAM EPSI=34.530E-12  
\*                    farads/metro  
.PARAM DIST\_POLY1\_A\_SUB=0.958E-6  
\*                    metros  
\*-----

\* **Capacitancias de control de entrada**

\*-----  
\*-----  
C1 G1 CF {C1}  
C2 G2 CF {C2}  
\*-----

\* **Resistencias asociadas a la compuerta de control**

\*-----  
\*-----  
RG1 G1 0 {RGDE}  
RG2 G2 0 {RGDE}  
\*-----

\* **Suma de las capacitancias de control (Cin) esto se usa cuando se tiene más de una compuerta de control.**  
\* **En este caso se tienen dos compuertas. Si se tienen más compuertas, habrá que poner las correspondientes.**

\*-----  
\*-----  
VCT1 CT1 0 {C1+C2}  
RVCT1 CT1 0 {RGDE}  
\*-----

\* **Voltaje para simular la carga en la compuerta flotante**  
\* **debido a la interacción del gas con la película sensora**

\*-----  
\*-----  
EVGAS GAS 0 VALUE={V(SENS)}  
RGAS GAS 0 {RGDE}  
\*-----

\* **Capacitancia parasita entre CF y canal, "COXN", NMOS**

\*-----  
\*-----  
VCT2 CT2 0 {(EPSI/TOXN)\*(LN-2\*LDN)\*(WN-2\*WDN)}  
RVCT2 CT2 0 {RGDE}  
\*-----

\* **Capacitancia parasita entre CF y sustrato (NMOS)**

\*-----  
\*-----  
VCT3 CT3 0 {CGBON\*(LN-2\*LDN)}  
RVCT3 CT3 0 {RGDE}



```
*-----  
* Capacitancia parasita entre CF y Fuente y Drenador, NMOS  
*  
VCT4 CT4 0 {(CGSON+CGDON)*(WN-2*WDN)}  
RVCT4 CT4 0 {RGDE}  
*-----  
  
* Capacitancia parasita entre Poly1 y Substrato  
*  
VCT5 CT5 0 {(EPSI/DIST_POLY1_A_SUB)*AREA_POLY1}  
RVCT5 CT5 0 {RGDE}  
*-----  
  
* Capacitancia total (término del denominador para el potencial de CF) el cálculo  
* de las capacitancias se hace a través de fuentes de voltaje, siendo un método equivalente  
*  
ECTOT CTOT 0 VALUE={V(CT1)+V(CT2)+V(CT3)+V(CT4)+V(CT5)}  
RECTC CTOT 0 {RGDE}  
*-----  
  
* Términos para el potencial de compuerta flotante  
*-----  
  
* Potencial debido a las capacitancias de control  
*  
ECIN CIN 0 VALUE={C1/V(CTOT)*V(G1)+C2/V(CTOT)*V(G2)}  
RECIN CIN 0 {RGDE}  
*-----  
  
* Potencial de CF en función de los potenciales en fuente, drenador y substrato del NMOS  
*  
EDSN DSN 0 VALUE={CGSON*(WN-2*WDN)/V(CTOT)*V(SN)  
+ CGDON*(WN-2*WDN)/V(CTOT)*V(DN)  
+ CGBON*(LN-2*LDN)/V(CTOT)*V(BN)}  
REDSN DSN 0 {RGDE}  
*-----  
  
* Potencial de CF en función de los potenciales en el canal y substrato, NMOS  
*  
EOXBN OXBN 0 VALUE={((EPSI/TOXN)*(LN-2*LDN)*(WN-2*WDN)*V(SN)  
+ 2*PHIN))/V(CTOT)}  
REOXBN OXBN 0 {RGDE}  
*-----  
  
* Potencial de CF en función del potencial en Poly1 sobre óxido grueso (back-plate)  
* para un proceso pozo N  
*  
EPOL1 POL1 0 VALUE={((EPSI/DIST_POLY1_A_SUB)*AREA_POLY1*V(BN)/V(CTOT))}  
RPOL1 POL1 0 {RGDE}  
*-----  
  
* Potencial total en la compuerta flotante  
*  
ECF CF 0 VALUE={V(DSN)+V(OXBN)+V(CIN)+V(POL1)+V(GAS)}  
RECF CF 0 {RGDE}  
*-----  
  
* MOSFET asociado al modelo  
*  
M1 DN CF SN BN MN1 L={LN} W={WN} AD={ADN} AS={ASN} PD={PDN} PS={PSN} OFF  
*-----  
.ENDS TFGMOS
```



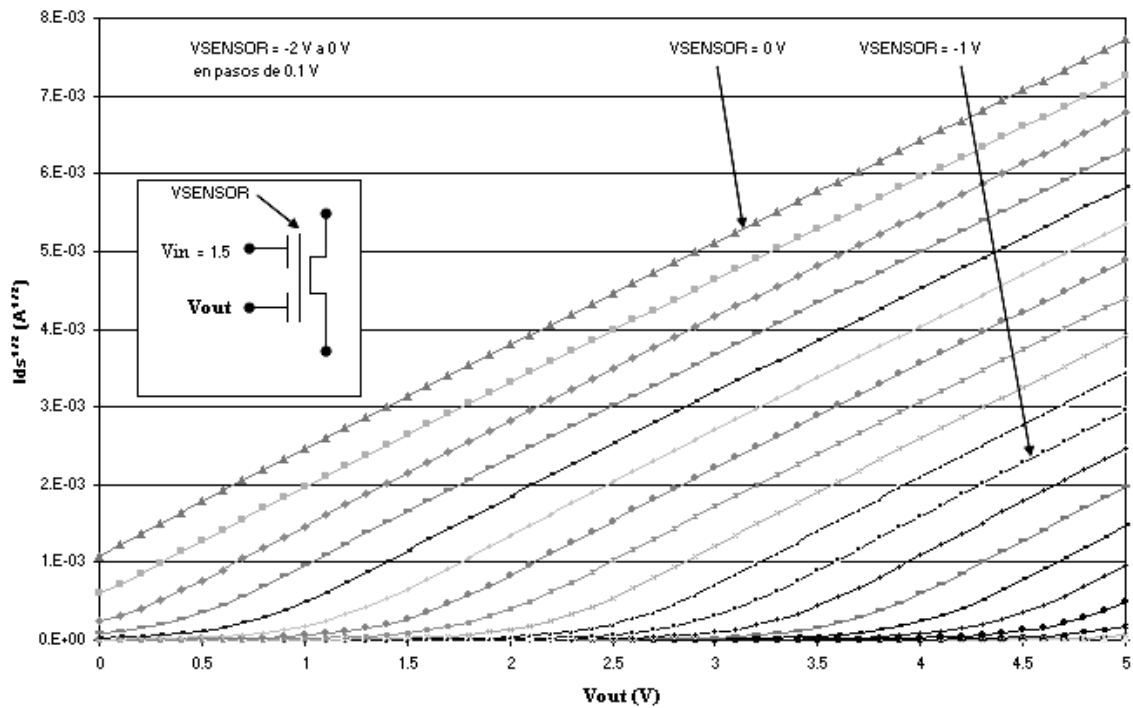


Fig. 3.20. Característica I-V del circuito de lectura del sensor de gas MEM:

El código anterior se emplea como subcircuito al simular el circuito de la figura 3.18. En la figura 3.20 se presenta la simulación del FGMOS únicamente, donde se grafica la raíz cuadrada de la corriente de drenador en función del voltaje en la compuerta  $V_{out}$ , que sería la que se conecta al nodo G1 del espejo de corriente (Ver figura 3.18). Por lo tanto, para esta simulación se establece un rango arbitrario de variación entre 0 V y 5 V, que es la polarización considerada para el circuito sensor. Como parámetro, se toma a  $V_{sensor}$ , que correspondería al voltaje en la compuerta flotante (como simulación a la carga generada por la reacción química) en un rango de 0 a -2 V, y se mantiene constante el voltaje  $V_{in}$  de la segunda compuerta de control en 1.5 V. De esta gráfica, se comprueba que el comportamiento del FGMOS es el esperado, es decir, el voltaje de umbral leído al extrapolar la región lineal de cada recta en la gráfica de transconductancia hacia el eje de voltaje, es diferente al modificar el voltaje en la compuerta flotante. Como ya se mencionó anteriormente, esto se deberá correlacionar con la cantidad de gas medido.

A continuación, lo que corresponde es realizar la simulación para determinar el rango adecuado de voltajes  $V_{in}$ , que servirá como voltaje de ajuste del conjunto sensor, para provocar la menor distorsión de la señal de lectura, lo cual se logra haciendo un ajuste en las dimensiones de los transistores empleados en el circuito. En la figura 3.21 se presenta la gráfica entregada por SPICE, al simular todo el circuito de la figura 3.18. En este caso, se está graficando el voltaje de salida  $V_{out}$ , en función del voltaje inducido por la reacción química,  $V_{sensor}$ , en la compuerta flotante, con G2 ( $V_{in}$ ) como parámetro y esto corresponde a una gráfica de transferencia. El rango de variación empleado en el primero es de -0.5 V hasta 1 V, y para el segundo entre 0 V y -2 V. El rango considerado para  $V_{sensor}$  se tomó considerando que el voltaje inducido por la reacción entre el gas y la película sensora (que se deposita sobre la compuerta flotante) esté aproximadamente dentro de este rango. En este momento, ésta es una consideración arbitraria y se tendría que confirmar experimentalmente, ya que no existe literatura hasta el momento, que relacione el voltaje inducido en la compuerta flotante, en función de la carga generada por la reacción química. Tradicionalmente, el parámetro considerado para este tipo de sensores es la variación de resistencia de la capa sensora, lo que no es el caso de la presente propuesta.



Aún así, la expectativa teórica es correcta y fácilmente se puede ajustar el circuito de lectura, mediante  $V_{in}$ .

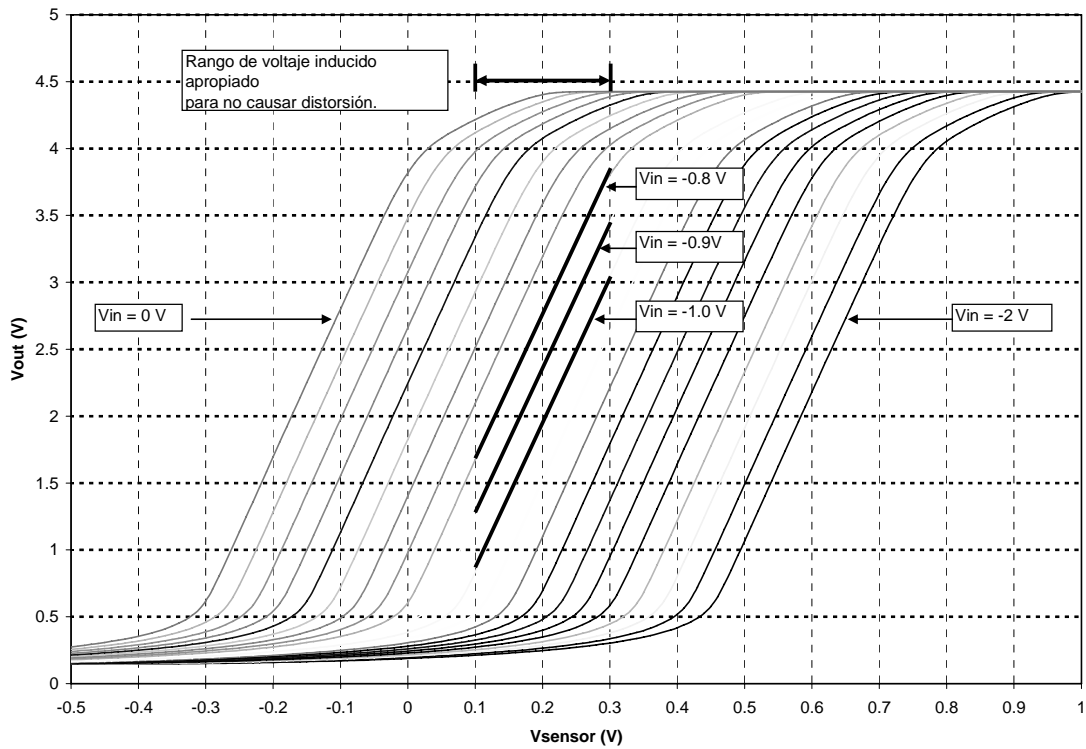


Fig. 3.21. Función de transferencia del circuito de lectura, con el voltaje de compuerta de entrada como parámetro.

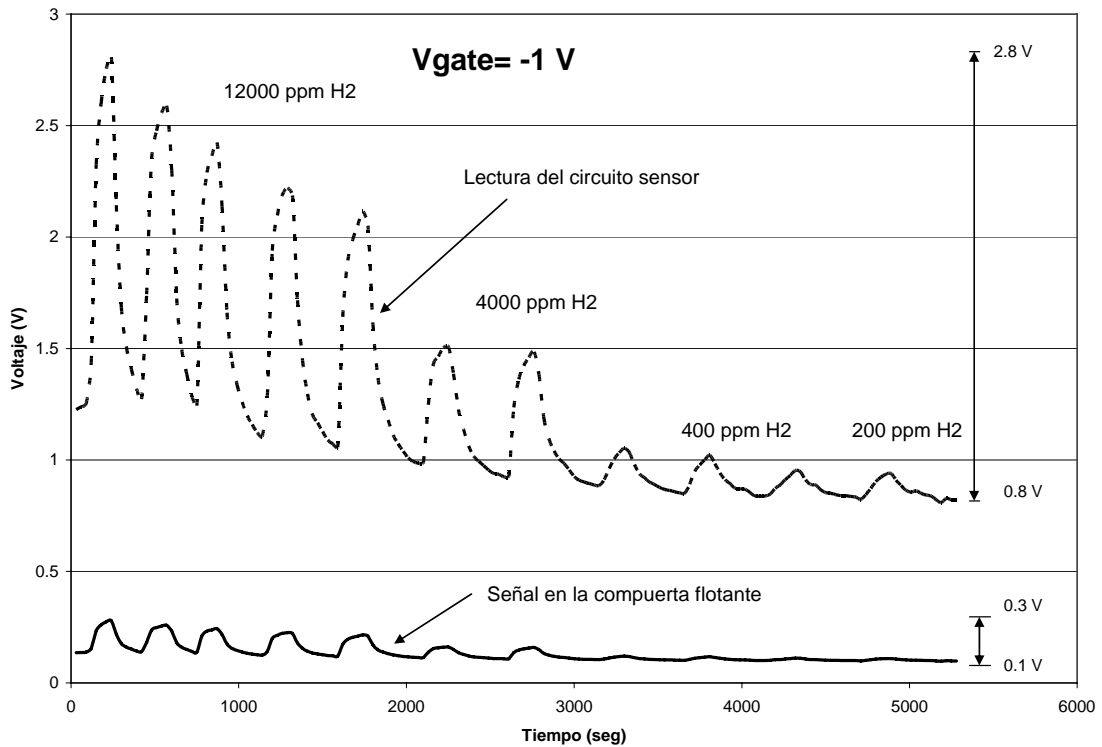


Fig. 3.22. Respuesta en voltaje del sensor de gas correspondiente al voltaje de compuerta flotante del FG MOS.



Para la simulación del circuito de lectura, se consideró que en la compuerta flotante de M2 existían caídas de voltajes correspondientes a ciertas concentraciones de gas, estas caídas de voltajes corresponden al término  $Q_{cf}/C_T$  de la ecuación (3.34), las cuales fueron tomadas de la respuesta de un sensor de gas real [11] y se pueden observar en la figura 3.22. Cabe hacer notar en este punto, que la respuesta fue tomada de un sensor, cuyo eje de las ordenadas correspondía a una variación de resistencia en función de la concentración de hidrógeno en contacto con la película sensora, pero que para fines de realizar la simulación empleando el circuito de lectura propuesto, se convirtió a voltaje multiplicando por un factor de escalamiento de 0.2. La señal resultante se presenta en la figura 3.22, la cual se empleó para considerar una señal aproximada a lo que en realidad se puede tener durante la caracterización del sensor, al realizar ciclos de exposición al hidrógeno y purga, esto a diferentes concentraciones de gas.

De la gráfica presentada en la figura 3.22, cabe hacer los siguientes comentarios. La respuesta indicada con línea continua, corresponde a la señal teórica del sensor, obtenida según se comentó anteriormente, considerada como el voltaje inducido por la reacción química. Como se puede observar, está desplazada hacia voltajes positivos, en un nivel centrado alrededor de 0.2 V y además la variación de amplitud considerada es de aproximadamente 0.2 V, siendo el mínimo cercano a 0.1 V y el máximo de 0.3 V. Esto es importante para deducir el voltaje CD que se habrá de aplicar en  $V_{in}$  en el circuito sensor. Para saber el voltaje apropiado, se hace uso de la figura 3.20, ya que se debe aprovechar la zona lineal de la función de transferencia, pero además se debe buscar el punto de operación en donde se tenga menor distorsión de la señal de entrada. Para los datos considerados anteriormente de esta señal (voltaje desplazado y amplitud), esto se logra en el rango de  $V_{sensor}$  entre 0.1 V y 0.3 V, con  $V_{in}$  entre -0.8 V y -1.0 V (ver figura 3.21). Si se amplía el rango de  $V_{in}$ , se puede ver que se entra a puntos de operación donde la función de transferencia no es lineal. También se puede decir, que a pesar de que son resultados teóricos con magnitudes arbitrarias, la ventana de operación del circuito sensor puede ser ajustada mediante  $V_{in}$ , según la magnitud del voltaje  $V_{sensor}$  que se tenga experimentalmente.

También se puede comentar, en referencia a la figura 3.22, que la curva mostrada con líneas punteadas muestra la respuesta del circuito, y se puede ver la gran amplificación que se logra con el circuito, lo cual ayuda a mejorar el aspecto señal a ruido del sensor, siendo muy conveniente su desempeño.

En la tabla 3.2, se muestran las dimensiones de cada uno de los transistores empleados en el circuito de lectura, el cual se muestra en la figura 3.18. El valor del factor de escalamiento  $\lambda$  es de  $0.8\mu\text{m}$ .

Tabla 3.2. Dimensiones de los transistores del circuito de lectura

	W	L
M1	$32\ \mu\text{m} = 40\lambda$	$4\ \mu\text{m} = 5\lambda$
M2	$32\ \mu\text{m} = 40\lambda$	$4\ \mu\text{m} = 5\lambda$
M3	$32\ \mu\text{m} = 40\lambda$	$4\ \mu\text{m} = 5\lambda$
M4	$32\ \mu\text{m} = 40\lambda$	$4\ \mu\text{m} = 5\lambda$
M5	$20\ \mu\text{m} = 25\lambda$	$4\ \mu\text{m} = 5\lambda$
M6	$4\ \mu\text{m} = 5\lambda$	$4\ \mu\text{m} = 5\lambda$



Finalmente, las dimensiones ajustadas para el circuito de lectura se ven reflejadas en el siguiente listado para SPICE, que fue el empleado para la simulación del mismo:

```
*CIRCUITO DE PRUEBA DEL MODELO DEL TRANSISTOR DE COMPUERTA FLOTANTE
* SIMULANDO LA INTERACCIÓN DEL GAS, CON UNA FUENTE VARIABLE LLAMADA VGAS
*
X2 4 0 0 5 4 3 FGMOS
PARAMS: C1=1.732E-12 C2=1.732E-12 AREA_POLY1=3E-8 WN=5U LN=5U
*
* LAS TERMINALES DE X1 CORRESPONDEN A: DN SN BN G1 G2 GAS
* AREA_POLY1=600U*50U
*
VDD 1 0 5
*
VSENSOR 3 0 0
*RVSENSOR 3 0 1e12
*
M2 2 5 0 0 MN1 W=32U L=4U
M3 2 2 1 1 MP1 W=32U L=4U
M4 4 2 1 1 MP1 W=32U L=4U
M5 6 6 1 1 MP1 W=4U L=4U
M6 6 4 0 0 MN1 W=20U L=4U
*
RL 7 0 100k
CL 6 7 10u
*
VGATE 5 0 0
.LIB C:\RESPALDO\LEVEL7A.LIB
.LIB C:\PRUEBA_SPICE\FGMOS.LIB
.DC VSENSOR -0.5 1 0.01
.STEP VGATE -2 0 0.1
.PROBE
.END
```

### 3.3. Diseño Topológico de los Circuitos de Control y de Lectura.

En esta sección se presentan los diseños geométricos de cada uno de los circuitos presentados en este capítulo, utilizando las reglas de diseño de la tecnología **AMIS** de **1.5 $\mu$ m**, doble polisilicio, doble metal y pozo N. La edición geométrica de los circuitos fue realizada con la ayuda del programa computacional **L-Edit**, el cual tiene la ventaja de contar con las reglas de diseño de diferentes tecnologías.

Las reglas de diseño son el conjunto de directrices necesarias para dibujar geoméricamente a los dispositivos que constituyen a un circuito integrado, y que aseguran el buen funcionamiento del mismo. Los espaciamientos mínimos y requerimientos de tamaño que definen las reglas de diseño son proporcionados por la fábrica donde se lleva a cabo la fabricación de los circuitos integrados, en este caso la compañía **MOSIS** [3].

#### 3.3.1. Diseño Topológico del Circuito de Control.

De acuerdo a la figura 3.15, el circuito de control puede ser dividido en dos celdas básicas, la primera en la celda del amplificador operacional y la segunda correspondiente al espejo de corriente tipo cascode.



### Celda del Amplificador Operacional.

En la figura 3.23, se puede observar la celda básica correspondiente al amplificador operacional mostrado en la figura 3.9, el cual será utilizado para realizar al comparador con histéresis.

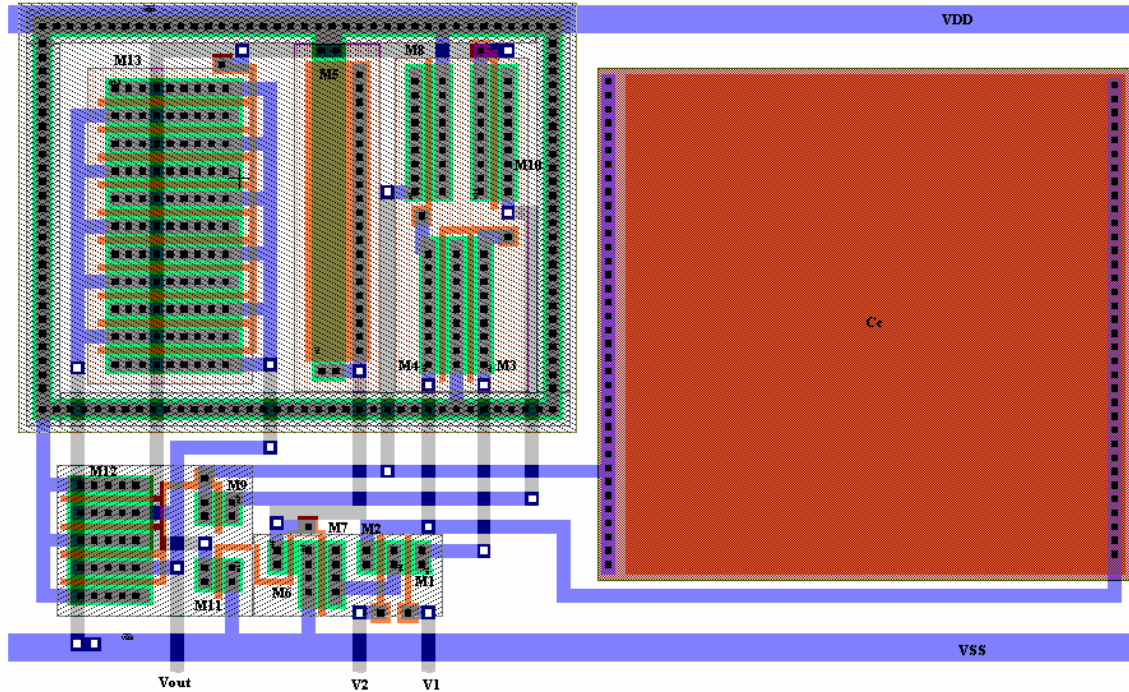


Fig. 3.23. Diseño topológico del amplificador operacional.

### Celda del Espejo de Corriente Tipo Cascode.

En la figura 3.24, se puede observar la celda del diseño topológico correspondiente a la fuente de corriente, la cual polarizará al microresistor de polisilicio (microcalefactor) mediante calentamiento Joule para generar 300°C en la micro-placa-caliente.

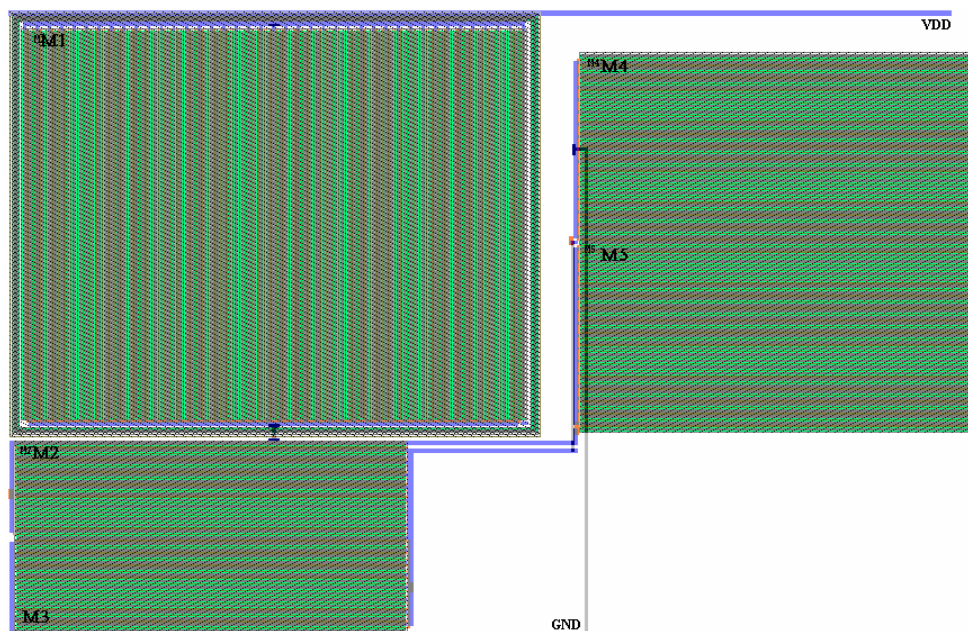


Fig. 3.24. Diseño topológico de la fuente de corriente que proporciona la corriente eléctrica al microcalefactor.



### 3.3.2. Diseño Topológico del Circuito de Lectura.

El diseño topológico del circuito de lectura, mostrado en la figura 3.18, es compuesto por una sola celda, la cual se muestra en la figura 3.25.

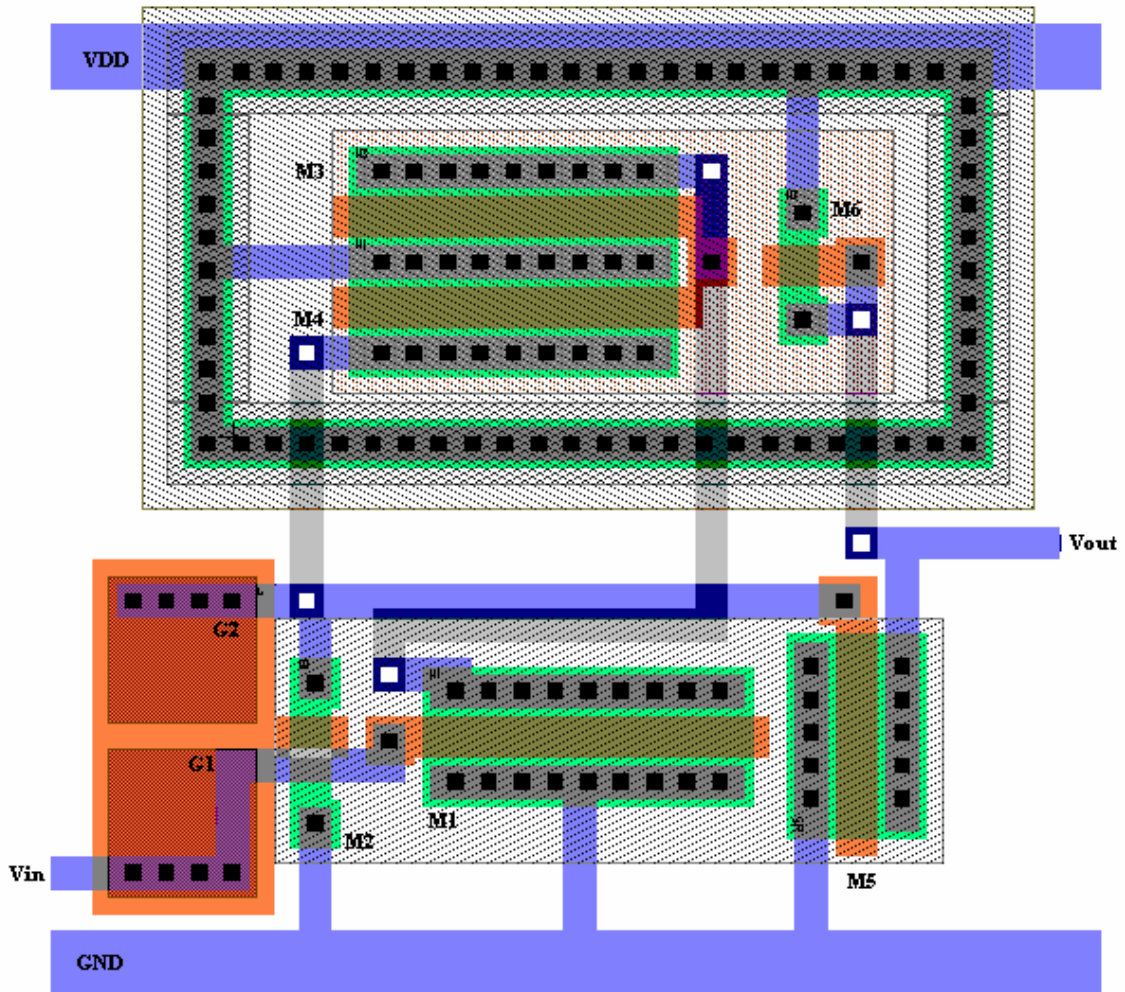


Fig. 3.25. Diseño topológico del circuito de lectura.



### 3.3.3. Diseño topológico del sensor de gas MEM.

En la figura 3.26, se puede observar el diseño topológico, tanto de los circuitos de control y de lectura así como del sensor de gas MEM.

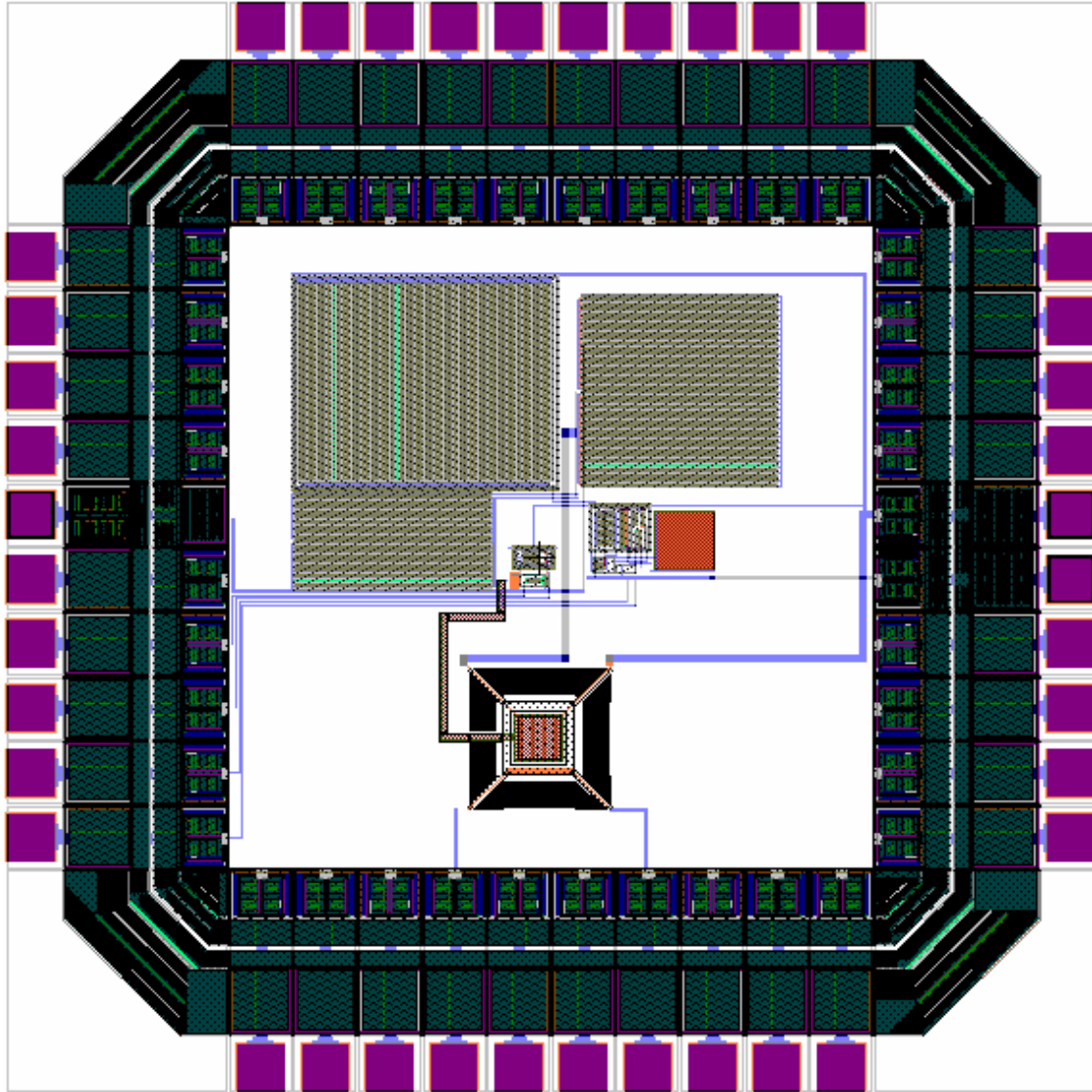


Fig. 3.26. Diseño topológico del sensor de gas MEM.



### 3.4. Sumario.

En este capítulo se analizaron los circuitos propuestos tanto para el control de temperatura de la MPC como para la lectura del sensor de gas, presentándose tanto las simulaciones realizadas de cada uno de los circuitos así como sus diseños topológicos. El circuito de control de temperatura está constituido por un circuito comparador con histéresis, el cual cuenta con un ancho de histéresis que va desde los 200°C a los 300°C y éste a su vez activará a una fuente de corriente en conexión tipo cascode, la cual proporcionará la corriente eléctrica al microcalefactor. En la MPC se tiene un sensor de temperatura, el cual es polarizado con una fuente de corriente independiente de 100  $\mu\text{A}$  y se encargará de registrar los niveles de temperatura de la MPC y servirá como señal de retroalimentación del circuito.

El circuito de lectura, es un simple espejo de corriente, donde el elemento importante es un transistor MOS de compuerta flotante, ya que es en donde se registran los diferentes cambios de carga debido a la exposición de la película sensora a las especies gaseosas. Esta carga es almacenada en la capa de polisilicio que constituye a la compuerta flotante y dicha carga afectará al voltaje de salida del arreglo circuital propuesto, con lo que se podría determinar la concentración de las especies gaseosas. Los cambios del voltaje de salida y la característica I-V del circuito de lectura se muestran en este capítulo.





## Referencias.

- [1] R. J. Baker, H. W. Li, and D. E. Boyce, "CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation", IEEE Pres, 2005.
- [2] J. J. F. Rijns, "CMOS low-distortion high frequency variable-gain amplifier," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 31, no. 7, pp. 1029-1034, 1996.
- [3] <http://www.mosis.org>
- [4] J. L. Gonzalez Vidal, A. Reyes Barranca, M de la L. Olvera, . Maldonado y W. Calleja Arriaga, "Gas microsensing system with a FGMOS on a MEM structure", *Smart Sensors and Actuators, and MEMS II, Proc. Of SPIE*, Vol. 5836, pp.247-254, 2005.
- [5] Coughlin, Robert F. and Driscoll Frederick F. "Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales". Quinta edición. Prentice Hall. 1998.
- [6] Norbert R. Malik, "Circuitos electrónicos. Análisis, simulación y diseño", Prentice may, Inc, Madrid, España, pp. 63-115, 1998.
- [7] D. Barrentino, M. Graf, M. Zimmermann, A. Hierlemann, H. Batles, S. Hahn, N. Bârsan, and U. Weimar, "A smart single-chip micro-hotplate-based chemical sensor system in CMOS-technology", In *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Vol. 2, pp. 157-160, 2002.
- [8] José Luis González Vidal. Tesis de Doctorado, "Aplicación de Estructuras Micro-Electro-Mecánicas (MEMS) con Tecnología COMOS, para Sensores de Parámetros Físicos", Cinvestav-IPN, Marzo 2006.
- [9] Víctor Hugo Ponce Ponce. Tesis de Doctorado, "Sensor Inteligente de Imágenes en Tecnología CMOS, con Aplicaciones en Robótica", Cinvestav-IPN, Diciembre 2005.
- [10] Jesús Ezequiel Molinar Solis. Tesis de Doctorado, "Red Neuronal Celular Programable en Tecnología CMOS", Cinvestav-IPN, Abril 2006.
- [11] Luis Pedrero Ojeda. Tesis de Maestría, "Estudio, fabricación y caracterización de sensores de hidrógeno a base de silicio poroso con nanopartículas metálicas de Pd y PdO", Cinvestav-IPN, 2005.



---

# CAPÍTULO CUATRO

CONCLUSIONES.

---



## 4. Conclusiones.

- En este trabajo se presentó una aproximación novedosa para modelar microplacas-calientes (MPCs) usando un simulador de circuitos. La ecuación diferencial que gobierna el comportamiento térmico en el dispositivo es descrito en términos de un modelo circuital empleando las analogías electro-térmicas apropiadas y que es basado en el modelo usado en el análisis térmico de los circuitos integrados. Esta primera aproximación proporciona una idea detallada del comportamiento térmico del dispositivo. Además, sensores que requieren el uso de membranas calientes pueden ser diseñados y optimizados con respecto al control de la temperatura para propósitos de confiabilidad.
- Las soluciones numéricas para las distribuciones de temperatura de la ecuación de conducción del calor para ambas capas, dióxido de silicio ( $\text{SiO}_2$ ) y poly II, con condiciones de frontera arbitrarias, fueron obtenidas mediante el uso del programa computacional MathCad. Las variaciones de temperatura en ambas capas a diferentes instantes fueron mostradas, estudio del cual se pudo determinar el tiempo requerido por ambas capas para alcanzar una temperatura constante de  $300^\circ\text{C}$ .
- De acuerdo al análisis térmico presentado en este trabajo, el diseño de las MPCs por lo tanto, puede ser mejorado a través del desarrollo de modelos electro-térmicos simples. Por lo que se puede decir que modelos que describen el comportamiento térmico de dispositivos puede proporcionar una descripción razonable de las propiedades térmicas del dispositivo, en este caso un sensor de gas micro-electro-mecánico (MEM). Se encontró además que un bajo consumo de potencia ( $45\text{mw}$  para alcanzar  $300^\circ\text{C}$ ) puede ser logrado para una MPC. Este consumo de potencia puede ser descrito en términos del mecanismo de pérdida de calor por conducción de primer orden y del mecanismo de pérdida de calor por convección de segundo orden.
- La constante de tiempo térmica de la MPC calculada resultó de muy pequeño valor, es decir, que la MPC alcanza una temperatura constante de  $300^\circ\text{C}$  partiendo desde la temperatura ambiente en una manera rápida, debido a que la respuesta térmica es muy rápida, la corriente eléctrica que debe ser aplicada al microcalefactor puede ser pulsada, de tal manera que se pueda disminuir el consumo de potencia de la MPC.
- El estudio de la interacción del dispositivo y la circuitería ofrece enormes ventajas. Por ejemplo, el diseño de los circuitos eléctricos para la operación del microcalefactor a una temperatura constante, de tal manera que se puedan prevenir daños al dispositivo. Además, los circuitos de control y de lectura pueden ser optimizados para el consumo de potencia eléctrica, por lo tanto resulta importante tener un análisis previo del comportamiento térmico del sensor de gas, de tal forma que se pueda tener una idea sobre el valor de la magnitud de corriente que debe ser aplicada al microcalefactor para alcanzar los niveles de temperatura deseados y así activar el mecanismo de sensado y de la misma manera poder diseñar los circuitos de control y de lectura del sensor.



- El dispositivo propuesto en este trabajo ofrece grandes ventajas tales como consumo de potencia, bajo costo, confiabilidad, ya que se presenta la posibilidad de una integración monolítica del dispositivo, es decir, tener tanto al sensor de gas como su circuitería de control y lectura en un mismo sustrato de silicio.
- Se propone un circuito de lectura novedoso, a partir de un transistor MOS de compuerta flotante (FGMOS), cuyo desempeño previsto según la simulación mediante SPICE, resulta en una gran amplificación de la señal, teniéndose por lo tanto un alto rendimiento en cuanto a la razón señal-ruido.



---

## Trabajos Derivados de Esta Tesis.

- A. Távira Fuentes, M. A. Reyes Barranca, J. L. González Vidal, **“Electrothermal Model of a MEM Gas Sensor”**, 3rd International Conference on Electrical and Electronics Engineering, pp. 330-334, septiembre 2006.

## Trabajos a Futuro.

- Fabricación y caracterización del microsensord de gas, de tal forma que el análisis térmico y el modelo electro-térmico presentado en este trabajo puedan ser validados.
- Optimización en el diseño de los circuitos de control y lectura del microsensord de gas, para que de esta manera se pueda llegar a la fabricación de los mismos.
- Una vez que el microsensord de gas así como los circuitos de control y de lectura hayan sido fabricados y caracterizados en conjunto, lograr una integración monolítica del dispositivo, es decir, que tanto el microsensord de gas así como los circuitos de control y de lectura se encuentren en un mismo substrato de silicio o chip.
- Finalmente realizar la caracterización y pruebas del sensor de gas MEM.