

Diseño de circuitos integrados de lectura para microbolómetros

> Por Diego Andrés Blanco Mora

Presentado como requisito parcial para la obtención de grado de:

Maestro en ciencias con especialidad en electrónica

Puebla, México

Supervisada por: Dra. María Teresa Sanz Pascual Dr. Mario Moreno Moreno

# **©INAOE 2013**

Derechos Reservados El autor otorga al INAOE el permiso de reproducir y distribuir copias de esta tesis en su totalidad o en partes mencionando la fuente.



# Agradecimientos

En la vida muchas personas interpretan el éxito y la felicidad como la consecución de los logros planteados, sin embargo, el éxito verdadero no se puede lograr sin esfuerzos en el camino. Durante este recorrido todos caemos y nos lastimamos, la diferencia entre una persona triunfadora y las demás radica en que siempre se levanta y continúa en su camino.

Puede que en este momento no sea una persona exitosa para muchos, pero Dios que es el dueño de todo, el dador de éxitos y felicidad, me ha regalado una familia que me apoya y ayuda a tener una voluntad inquebrantable; una novia que cada día me ayuda a seguir adelante y me regala una sonrisa renovadora cada día; gracias a ellos soy feliz. Además, Dios me ha dado algo más: la paciencia, enseñanza y colaboración de mis asesores, que han sido mis maestros y cómplices en el éxito de esta tesis.

A Dios, mi familia, mi novia y mis asesores gracias por ayudarme en la realización de esta tesis y por todas sus enseñanzas.

Agradezco de gran manera a los sinodales seleccionados para la calificación de esta tesis, por la ayuda que me han brindado en el transcurso y finalización de la misma.

A Conacyt y a INAOE gracias por la ayuda económica y por darme la oportunidad de realizar mis estudios de post-grado en un país tan hermoso como lo es México.

# Resumen

Recientemente en el laboratorio de microelectrónica del INAOE, se han desarrollado sensores de radiación infrarroja (microbolómetros no enfriados), basados en materiales amorfos y nanoestructurados de silicio y germanio. Dichos dispositivos han arrojado resultados prometedores debido a sus altos valores de responsividad y detectividad, lo que los hace muy competitivos con sensores disponibles comercialmente basados en óxido de vanadio y silicio amorfo dopado.

Uno de los objetivos actuales dentro de dicho laboratorio, es el desarrollo de arreglos de sensores infrarrojos con dimensiones de hasta 320 x 240 pixeles. Sin embargo, un punto muy importante que hasta ahora no se ha contemplado, es el diseño de un circuito de lectura que adecúe la señal de salida de dichos sensores y que cumpla con requerimientos específicos, en términos de su resistencia, responsividad y nivel de ruido.

Así pues en base a lo anterior, la presente tesis tiene como objetivo el diseño de circuitos integrados de lectura (*readout*s integrated circuits-ROICs) que estén específicamente diseñados para cumplir con las necesidades y características de los microbolómetros fabricados en INAOE, los cuales tienen un coeficiente de temperatura de resistencia (*TCR*) alto entre 5% y 6.8% y una resistencia eléctrica entre 2*M* $\Omega$  y 14*M* $\Omega$ , a temperatura ambiente.

En éste trabajo se realizó el análisis de diferentes tipos de topologías de circuitos de lectura, así como la adaptación a los microbolómetros seleccionados con un objetivo exploratorio. Posteriormente de manera más concreta, se muestra el desarrollo realizado en un pixel para aplicaciones de sensado de temperatura en el cuerpo humano. Específicamente en la glándula mamaria, para la posible detección de cáncer de seno por medio de procesos de análisis de imágenes. El circuito de lectura para la aplicación seleccionada fue diseñado en tecnología CMOS  $0.18\mu m$  con  $V_{DD} = 1.8V$ . El área de *layout* es de  $43.36\mu m \times 35.04\mu m$ , y las simulaciones *post-layout* muestran un consumo de potencia de  $2.1\mu W$ , ruido equivalente en potencia (*NEP*) de 1.02nW y ruido equivalente en temperatura (*NETD*) de 69.75mK. De esta manera, el sistema tiene una resolución mayor a 100mK, adecuada para el análisis de imágenes infrarrojas en el diagnóstico de carcinoma en la glándula mamaria.

# Contenido

Agradecimientos III					
ResumenV					
Listado de figurasXI					
Listado	Listado de TablasXV				
Capítulo 1		Introducción a readouts y microbolómetros	1		
1.1	Org	ganización de la tesis	1		
1.2	Esp	pectro Electromagnético	2		
1.3	Esp	pectro Infrarrojo	6		
1.4	Det	ectores Infrarrojos	9		
1.4	.1	Sensores resistivos	10		
1.4.2		Detectores piroeléctricos y ferroeléctricos	12		
1.4.3		Detectores termoeléctricos	12		
1.4	.4	Microbolómetros de diodo	13		
1.5	For	mación de imágenes infrarrojas con microbolómetros	14		
1.6	Rea	adout Integrated Circuits (ROICs)	19		
1.6	.1	Polarización directa del microbolómetro	20		
1.6	.2	Divisor resistivo	22		
1.6	.3	Puente de Wheatstone	24		
1.6	.4	BCDI (Bolometer Current Direct Injection)	27		
1.6	.5	CTIA (Capacitive Trans-Impedance Amplifier)	29		
1.6	.6	WBDA (Wheatstone Bridge Differential Amplifier)	32		
1.6	.7	CCBDI (Constant Current Buffered Direct Injection)	33		
1.7	Cor	nclusiones	35		

Referencias				
Capítul	lo 2 Microbolómetros	39		
2.1	Características principales y figuras de mérito de l	os detectores		
termoeléctricos 41				
2.2	Límite de ruido por fluctuación de temperatura	45		
2.3	Modelado del microbolómetro	46		
2.3.	8.1 Modelado electrotérmico del microbolómetro en HS	pice 49		
2.4	Modelado de microbolómetros realizados en INAOE	52		
2.5	Conclusiones	57		
Refer	rencias	59		
Capítul	lo 3 Readouts	61		
3.1	Readout BCDI (Bolometer current direct injection)	69		
3.1.	.1 Selección del valor de la capacitancia	72		
3.2	Readout CTIA (Capacitive transimpedance amplifier)			
3.2.	2.1 Diseño del amplificador	77		
3.3	Análisis de ruido de los readouts seleccionados			
3.4	Adaptación de los microbolómetros 1189 y 1185	103		
3.5	Conclusiones	110		
Referencias 1		112		
Capítul	lo 4 Aplicación	113		
4.1	Adaptación	115		
4.2	Resultados post-layout	124		
4.3	Conclusiones	131		
Refer	Referencias 133			

Capítulo 5	Conclusiones y trabajo futuro	135
Apéndice		139

# Listado de figuras

Figura 1.1. Espectro electromagnético y diversos fenómenos 2
Figura 1.2 Potencias radiadas por un cuerpo negro a diferentes
temperaturas
Figura 1.3 Espectro electromagnético y división del espectro infrarrojo [1.6]. 7
Figura 1.4 Transmitancia atmosférica [1.7]7
Figura 1.5. Representación de un microbolómetro [1.7] 11
Figura 1.6. Efecto Seebeck en un termopar
Figura 1.7 Esquema de formación de imágenes a partir de microbolómetros.
Figura 1.8 Arreglos focales de pixeles [1.15] a) Detección lineal. b) Detección
de imagen
Figura 1.9. Arquitectura de direccionamiento por pixel [1.15] 17
Figura 1.10. Arquitectura de direccionamiento por filas (lectura por columna)
[1.15]
Figura 1.11 Arquitectura de direccionamiento serial [1.15] 18
Figura 1.12 <i>Readout</i> por polarización directa del microbolómetro: a)
Polarización por tensión; b) Polarización por corriente. 21
Figura 1.13 Divisor resistivo 22
Figura 1.14 Circuito esquemático para el circuito de lectura WBDA 25
Figura 1.15 <i>Readout</i> BCDI 27
Figura 1.16 Circuito esquemático para el circuito de lectura CTIA
Figura 1.17. Circuito esquemático del readout WBDA
Figura 1.18 Circuito esquemático para el readout CCBDI
Figura 2.1 Estructura de un microbolómetro [1.7]
Figura 2.2 Potencia incidente en un microbolómetro por un cuerpo negro y
piel humana en función de la temperatura

Figura 2.3. Potencia incidente al variar la temperatura en la superficie del
bolómetro y la temperatura ambiente 48
Figura 2.4 Modelo electro-térmico del microbolómetro
Figura 2.5 Divisor resistivo usando un microbolómetro
Figura 2.6. Comportamiento del modelo electrotérmico del microbolómetro:
a) Temperatura en el microbolómetro; b) Tensión de salida del divisor
resistivo
Figura 3.1 Divisor resistivo
Figura 3.2 Tensión de salida divisor resistivo
Figura 3.3. Divisor resistivo con capacitor en el nodo de salida
Figura 3.4. Readout BCDI (Bolometer current direct injection)
Figura 3.5 Tensión de salida del readout BCDI para diferentes potencias
incidentes
Figura 3.6 Tensión de salida BCDI74
Figura 3.7 Errores relativos BCDI
Figura 3.8. Readout CTIA (Capacitive transimpedance amplifier)76
Figura 3.9. Par diferencial MOS de dos etapas con salida única
Figura 3.10. Nivel de salida con variación de tensión en modo común 83
Figura 3.11. Rango de tensión de salida (Curva de amplificación) 84
Figura 3.12. Slew rate del amplificador diseñado
Figura 3.13. Respuesta en frecuencia del amplificador para una capacitancia
de carga y de compensación de 1pF 86
Figura 3.14. Comportamiento del CMRR en frecuencia
Figura 3.15. Rechazo a variaciones en tensión de alimentación en el
terminal VDD (PSRR+)
Figura 3.16. Rechazo a variaciones en tensión de alimentación en el terminal
de tierra (PSRR-)
Figura 3.17 . Tensiones de salida para variaciones en la potencia incidente

Figura 3.18 Comportamiento adaptación del bolómetro con el readout CTIA.
a) Tensiones de salida ideal y por simulación; b) Error relativo de tensión de
salida
Figura 3.19. Readouts analizados: a) BCDI (Bolometer current direct
injection); b) CTIA (Capacitive transimpedance amplifier)
Figura 3.20. Ruido en tensión en el nodo de salida para diferentes potencias
de radiación incidente97
Figura 3.21. Ruido en tensión a la salida para el readout CTIA 101
Figura 3.22 Adaptación BCDI proceso 1185. a) Tensiones de salida.
b)Errores relativos 104
Figura 3.23 Adaptación BCDI proceso 1189. a) Tensiones de salida. b)
Errores relativos 105
Figura 3.24 Adaptación con CTIA para el bolómetro 1189. a) Tensiones de
salida para diferentes casos. b) Errores relativos 108
Figura 3.25 Adaptación con CTIA para el bolómetro 1185. a) Tensiones de
salida para diferentes casos. b) Errores relativos 109
Figura 4.1 Termografías de seno [4.4] Izquierda. Termografía de paciente
saludable Derecha. Termogarfía de paciente con carcinoma 114
Figura 4.2 Relación potencia incidente en la superficie del bolómetro y
temperatura del cuerpo emisor 116
Figura 4.3 Comportamiento de la potencia incidente al variar de temperatura
ambiente y temperatura en el cuerpo 117
Figura 4.4. Tensiones de salida para el CTIA 121
Figura 4.5. Errores relativos para la tensión de salida 122
Figura 4.6 Ruido a la salida del CTIA: a) Ruido a la salida; b) Integral del
ruido a la salida 122
Figura 4.7 Circuito esquemático del readout CTIA 124
Figura 4.8. Floorplan de CTIA 125
Figura 4.9 Layout CTIA 125
Figura 4.10 Tensión de salida CTIA post- <i>layout</i>

Figura 4.11 Tensiones de salida para el CTIA post-layout 127
Figura 4.12 Errores relativos para la tensión de salida 127
Figura 4.13 Ruido a la salida del CTIA Post-layout: a) Ruido a la salida b)
Integral del ruido a la salida 128
Figura 4.14. Comparación de resultados a nivel esquemático y post-layout
utilizando un bolómetro como referencia: a) Tensiones de salida b) Errores
relativos 129
Figura A.1 Circuito esquemático para la corriente de referencia 139
Figura A.2. Comportamiento de la corriente referencia

# Listado de Tablas

Tabla 1-1 Características del readout por polarización directa 21
Tabla 1-2 Características de readout divisor resistivo
Tabla 1-3 Características del readout puente de Wheatstone 27
Tabla 1-4 Características del readout BCDI 28
Tabla 1-5 Características del readout CTIA 31
Tabla 1-6 Características del readout WBDA
Tabla 1-7 Características del readout CCBDI
Tabla 2-1. Características de materiales de películas termosensoras
desarrolladas en INAOE 40
Tabla 2-2. Materiales usados en microbolómetros como soporte para
membrana suspendida [2.4] 42
Tabla 2-3 Equivalentes eléctricos a partir de parámetros térmicos 50
Tabla 2-4. Caracterización térmica de microbolómetros [1.72.1] 53
Tabla 2-5 Parámetros de los microbolómetros fabricados recientemente en
INAOE [2.4]
Tabla 2-6 Características microbolómetro proceso 1185 55
Tabla 3-1 Parámetros tecnología CMOS UMC 0.18µm
Tabla 3-2 Dimensionamiento de los transistores del amplificador diseñado. 81
Tabla 3-3 Características del amplificador 89
Tabla 4-1 Características de los opamps diseñados 118
Tabla 4-2 Características de los sistemas desarrollados de adecuación
realizados 130
Tabla A-1. Razón de las dimensiones $(W/L)$ de los transistores para la
corriente referencia 140

La temperatura es la magnitud que cuantifica los fenómenos físicos que empíricamente se conocen como frío, tibio, caliente, o cualquiera de otras posibles versiones. Su medición ha tenido un gran desarrollo a través del tiempo, inclusive desde antes del desarrollo de termómetros hasta el desarrollo de instrumentos de medición sofisticados como los existentes actualmente.

Estos instrumentos no sólo tienen auge en el campo de la ciencia o tecnología, sino que están presentes en nuestra vida cotidiana, en empresas, fábricas, viviendas y dispositivos como teléfonos celulares.

Existen diversos sensores de temperatura, entre ellos los microbolómetros, cuya resistencia eléctrica varía debido a la variación en temperatura. Para realizar una medición de este cambio, es necesaria una etapa de lectura o adecuación. Los *readouts* son precisamente circuitos de lectura que permiten la medición de cambios en una variable eléctrica del sensor debido a cambios en la magnitud física o química que se desea detectar; en el caso de los microbolómetros, el cambio en resistencia se puede convertir en un cambio en tensión o corriente por medio de una topología específica.

## 1.1 Organización de la tesis

Esta tesis pretende proporcionar los conocimientos o conceptos básicos necesarios para el diseño de un circuito integrado de lectura (*readout integrated circuit* -ROIC) de un sensor infrarrojo, particularmente un microbolómetro. El capítulo 1 contiene los conceptos físicos referentes a los

#### Capítulo 1. Introducción a readouts y microbolómetros

circuitos de lectura y sus características; el capítulo 2 hace énfasis en el estudio de microbolómetros, explicando las diferentes propiedades y características, además de su modelo electrotérmico equivalente. El desarrollo de los circuitos de lectura seleccionados y su análisis se encuentran en el capítulo 3; éste contiene el procedimiento y factores a tener en cuenta para su realización. El capítulo 4 contiene una aplicación seleccionada para este estudio realizado. La aplicación se dirige a la adaptación de un pixel, para la posterior realización en trabajos futuros de una cámara infrarroja. Finalmente, el capítulo 5 expone las conclusiones de este trabajo y los posibles trabajos a realizar a futuro.

## 1.2 Espectro Electromagnético

El espectro electromagnético representa las longitudes de onda producidas pertenecientes a todo tipo de cuerpo, reacción física o química. Es por ello que este tiene una escala que puede abarcar cualquier tipo de fenómeno conocido hasta el momento. Las diferentes longitudes de onda características de diversos fenómenos se pueden observar en la Figura 1.1



Figura 1.1. Espectro electromagnético y diversos fenómenos.

La naturaleza de cada fenómeno es clasificada en el espectro por su longitud de onda. Así, existen fenómenos de onda corta como los rayos gamma, rayos x u otros; y de onda larga como las ondas de radio. A pesar de la gran extensión del espectro electromagnético, los humanos podemos observar con nuestros ojos eventos que se encuentran entre el rango de 400nm y 700nm [1.1].

Todo cuerpo que tenga una temperatura mayor a 0K transmite energía a su entorno, es decir, radía energía [1.1]. Sin embargo cada cuerpo radía con diferentes magnitudes de potencia. En física se han realizado diferentes teorías en relación a ello. La ley de Stefan-Boltzman plantea que todo cuerpo emite radiación térmica proporcional a la temperatura en que se encuentra [1.2]. La ecuación que describe el comportamiento de radiación para un cuerpo negro es.

$$E = \sigma T_e^4 \tag{1-1}$$

En la cual  $\sigma$  es la constante de Stefan-Boltzman de valor  $5.67x10^{-8} \left[\frac{Wm^{-2}}{K^4}\right]$ . Esta ecuación corresponde a la energía radiada por unidad de área de un cuerpo negro.

De esta manera se intentaba predecir la distribución espectral de un cuerpo negro<sup>1</sup>. Los científicos Rayleigh y Jeans, basándose en los principios de mecánica clásica postulaban que el comportamiento de la radiación se podría expresar como:

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> "Un cuerpo ideal aquel que absorbe toda la radiación incidente a él, sin excepción de frecuencias. Tal objeto es llamado cuerpo negro" [1.3]. De acuerdo con la ley de Kirchhoff la radiación emitida por un cuerpo es igual a la radiación absorbida por él mismo, "lo cual implica que un buen absorbedor de radiación es a su vez un buen emisor de radiación" [1.2].

$$P = \frac{8\pi kT}{\lambda^4} \tag{1-2}$$

Experimentalmente se comprueba que la fórmula solo era válida para longitudes de onda largas. Ya que para longitudes de onda pequeñas esta sugería que la potencia tendía al infinito lo cual se conoció como catástrofe ultravioleta [1.4].

Al aumentar la temperatura la longitud de onda correspondiente a los máximos de la radiancia espectral sufre un corrimiento hacia las longitudes de onda cortas [1.5]. Lo anterior es lo que hoy se conoce como la ley de desplazamiento de Wien, que establece que la longitud de onda de un evento correspondiente al pico de radiación de potencia máxima es inversamente proporcional a su temperatura, como se muestra:

$$\lambda_{max} = \frac{0.0028978 \, m * K}{T} \tag{1-3}$$

Así pues, los intentos por describir completamente el comportamiento de la distribución de radiación para un cuerpo negro eran erróneos. Por un lado, la ley de Wien concordaba para el comportamiento a longitudes en la región ultravioleta y visible pero era errónea para longitudes de mayor magnitud; por otra parte parte lo formulado por Rayleigh – Jeans era acorde en el comportamiento a longitudes de onda grandes, pero a longitudes cortas era incorrecta (catástrofe ultravioleta).

Finalmente fue Max Planck quien mediante su ley tuvo en consideración estos comportamientos. Por medio de su ecuación se puede describir la potencia radiada para una temperatura dada para diferentes longitudes de onda [1.3] [1.4] [1.5].

$$P = \frac{8\pi}{c^3} \frac{hv^3}{e^{\frac{hv}{kT}} - 1}$$
(1-4)

La anterior ecuación se puede obtener también en función de la longitud de onda al realizar el respectivo reemplazo por la frecuencia [1.4]. De esta manera se obtiene:

$$P = \frac{8\pi}{\lambda^5} \frac{h}{e^{\frac{hc}{\lambda kT}} - 1}$$
(1-5)

De la ecuación anterior se puede obtener una gráfica de la emisión de energía en función de la longitud de onda, para diferentes temperaturas, como se muestra en la Figura 1.2



Figura 1.2 Potencias radiadas por un cuerpo negro a diferentes temperaturas.

Cómo se puede observar en la Figura 1.2, para las temperaturas cercanas a la temperatura ambiente, la emisión de energía se encuentra centrada en la longitud de 10µm, esta magnitud pertenece a la zona infrarroja del espectro. Es decir, los fenómenos que se encuentran o que involucran temperaturas cercanas a la temperatura ambiente, radían potencia con longitud de onda perteneciente al espectro infrarrojo.

En el caso de tener como objetivo el análisis, estudio y sensado de radiación perteneciente al espectro infrarrojo, éste puede ser llevado a cabo por diferentes tipos de sensores (transductores), los cuales a su vez requieren de un sistema electrónico que adecúe la señal de respuesta para su representación e interpretación deseada.

Este capítulo tiene como objetivo exponer los conocimientos o ideas básicas necesarias sobre la detección de radiación infrarroja. La organización de este capítulo se determina de la siguiente manera: la sección 1.1 realiza una pequeña introducción, la sección 1.2 describe el espectro infrarrojo, la sección 1.3 hace referencia a algunos tipos de detectores que se han realizado y utilizado a través del tiempo y sus principios de funcionamiento, la sección 1.4 explica las principales características de los detectores infrarrojos no enfriados.

## 1.3 Espectro Infrarrojo

La radiación infrarroja es parte del espectro electromagnético con longitudes de onda superiores al rango visible, que se encuentran en el rango de 0.77  $\mu$ m a 1000  $\mu$ m. Debido a que el espectro infrarrojo posee un rango extenso, se subdivide en diferentes regiones dependiendo de los intervalos de longitud de onda, como lo muestra la Figura 1.3.

#### Capítulo 1. Introducción a readouts y microbolómetros



Figura 1.3 Espectro electromagnético y división del espectro infrarrojo [1.6].

El espectro de radiación infrarroja es muy amplio y para determinada aplicación es necesario definir un rango de detección de radiación. También, es necesario tener en cuenta los rangos de transmisión de la radiación infrarroja en la superficie terrestre, ya que se encuentra limitado por las cualidades de la atmósfera.

Las características de transmisión electromagnética de la atmósfera permiten la existencia de dos ventanas de detección que se encuentran ubicadas en los intervalos 3um – 5um y 8um – 14um, como se puede observar en la Figura 1.4 [1.7].



Figura 1.4 Transmitancia atmosférica [1.7]

Un cuerpo negro a una temperatura de 300K tiene un pico de emisión electromagnética a una longitud de onda de 9.7 $\mu$ m (Figura 1.2), por lo que se encuentra localizado en la segunda ventana de transmisión atmosférica (Figura 1.4). Así pues, para la detección de radiación IR producida por cuerpos que se encuentran cercanos a la temperatura ambiente, se diseñan sensores que trabajen en la segunda ventana de transmisión (8 -14  $\mu$ m). Sí se toman los valores máximo y mínimo de longitud de onda de la segunda ventana de transmisión (8 y 14  $\mu$ m) y se calcula la temperatura a la que corresponden (para un cuerpo a temperatura de 300 K) haciendo uso de la ecuación (1-3), se obtienen los valores de temperatura máxima y mínima correspondientes a dicha ventana de transmisión, para detección de objetos cercanos a temperatura ambiente, tales valores son:

$$T_{max_{\lambda=8\mu m}} = 362.2K, T_{min_{\lambda=14\mu m}} = 206.97K$$
(1-6)

Este rango de temperatura nos permite grandes posibilidades para su aplicación, entre ellos se pueden mencionar:

-Visión nocturna para vehículos (automóviles, aviones, barcos, entre otros)

-Control de temperatura en áreas industriales

-Lucha contra incendios, ya que la radiación infrarroja no es bloqueada por el humo.

-Misiones de búsqueda y rescate de personas.

-Aplicaciones médicas como la detección de cáncer.

-Control de temperatura en neonatos.

Las aplicaciones de detección de imágenes termográficas son numerosas, y más aún, este campo cada día abarca más áreas de interacción del humano con su entorno. Estas aplicaciones se encuentran ubicadas en diferentes rangos de temperatura, y esto a su vez limita las potencias radiantes a

controlar. Por ende se realizan detectores que operan en diferentes rangos de temperaturas o para el control y lectura (adecuación) de diferentes potencias incidentes y con diferentes precisiones ya que cada aplicación requerirá de características específicas diferentes a las demás.

#### 1.4 Detectores Infrarrojos

Los detectores infrarrojos tienen una amplia gama de aplicación, hasta el momento se han aplicado en diferentes campos como el militar y comercial; principalmente han sido usados como visión nocturna, detección de minas, reconocimiento, tratamiento de imágenes médicas y control industrial. Su principal función es absorber parte de la energía radiada hacia ellos y por medio de esta se origina una variación proporcional de alguna de sus propiedades eléctricas.

La clasificación de los detectores se puede determinar en enfriados y no enfriados [1.11], o de otra manera detectores de fotones y térmicos. En el caso de los detectores de fotones la formación de pares electrón –hueco son la consecuencia de la detección de radiación absorbida (fotones). Para la detección de radiación infrarroja centrada en 10 µm, es necesario el uso de semiconductores con energía de banda prohibida (bangap) reducida como InSb y HgCdTe [1.9]. Sin embargo, el uso de éstos semiconductores resulta en corrientes de ruido altas, debido a los saltos de electrones de la banda de valencia a la de conducción a temperatura ambiente. Es por ello que los dispositivos de fotones necesitan de refrigeración (de allí el nombre) a temperaturas criogénicas, 4-70 K [1.8], siendo ésta es su principal desventaja, puesto que encarece su precio y operación. Por otro lado su resolución y desempeño son bastante buenos.

El funcionamiento de los detectores de tipo térmico se basa en el cambio de una propiedad medible (resistencia, diferencia de potencial, etc.), como consecuencia del aumento de temperatura en un material termo-sensible, debido a la absorción de radiación infrarroja. A diferencia del otro tipo de detectores, pueden operar a temperatura ambiente sin necesidad de un equipo criogénico de refrigeración y a pesar de sus menores valores de detectividad han ganado mayor atención debido a sus ventajas como bajo costo, pequeño tamaño, duración extendida de operación y bajo consumo de potencia.

Entre los principales tipos de detectores térmicos infrarrojos se pueden mencionar: resistivos, piroeléctricos y ferroeléctricos, termoeléctricos, y microbolómetros de diodo.

#### **1.4.1 Sensores resistivos**

Su funcionamiento consiste en el siguiente proceso: la radiación infrarroja incidente incrementa la temperatura del material detector ubicado sobre el puente suspendido (que provee aislamiento térmico), lo que causa un cambio en la resistencia, relativo a la sensibilidad de temperatura del material. Su fabricación hace uso de puentes o membranas fabricados por medio de micromaquinado compatibles con procesos CMOS. El cambio de su resistencia se puede expresar como:

$$\Delta R = \alpha R_0 \Delta T \tag{1-7}$$

Donde  $\alpha$  representa el porcentaje de variación característico de su resistencia.<sup>2</sup>

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup> Las características son mencionadas más adelante.





Figura 1.5. Representación de un microbolómetro [1.7].

La Figura 1.5 muestra un sensor infrarrojo resistivo (microbolómetro). En este tipo de detectores se debe tener en cuenta que el circuito de lectura CMOS se fabrica previamente en el sustrato de silicio y posteriormente el sensor es fabricado en un post-proceso de fabricación a bajas temperaturas (<400 °C) sobre el circuito de lectura ya fabricado.

Un inconveniente del uso de este tipo de detectores es el efecto de autocalentamiento; este efecto ocurre al polarizar el dispositivo sensor, generando un incremento de temperatura del dispositivo de manera proporcional al consumo de potencia eléctrica. Por lo tanto, las variaciones en la resistencia no se deben únicamente a la potencia infrarroja incidente, sino que tiene contribuciones por calentamiento que deben ser atenuadas por el acondicionamiento de lectura seleccionado.

#### **1.4.2 Detectores piroeléctricos y ferroeléctricos**

Cuando la polarización magnética de un material es dependiente del cambio de su temperatura, este es llamado material piroeléctrico. La estructura básica de estos dispositivos es de tipo capacitivo, y su funcionamiento en el sensado de temperatura se puede describir de la siguiente manera: la temperatura inducida genera cargas en las terminales del dispositivo, lo cual se convierte a una corriente dependiente del cambio de temperatura. La polarización se mantendrá hasta una temperatura límite (temperatura de Curie), por encima de la cual los electrones inician un movimiento aleatorio y la polarización del material se pierde [1.13].

$$\dot{t}_d = pA \frac{dT}{dt} \tag{1-8}$$

La corriente depende de *p* que es la constante piroeléctrica, *A* es el área del detector y  $\frac{dT}{dt}$  es el cambio de la temperatura respecto al tiempo.

El principal problema de este tipo de detector es que su detección se basa en la modulación de corriente con el cambio de temperatura, es decir para cualquier valor de temperatura constante la corriente será nula.

Los detectores ferroeléctricos comparten el mismo principio de funcionamiento, la diferencia es que el efecto es producido a través del campo eléctrico.

#### 1.4.3 Detectores termoeléctricos

Los detectores termoeléctricos se basan en termopares<sup>3</sup>, los cuales se caracterizan por experimentar el efecto Seebeck, que básicamente consiste

<sup>&</sup>lt;sup>3</sup>La conexión en serie de un número de termopares se conoce como termopila [1.14].

en la generación de potencial eléctrico, producido por el aumento de temperatura en la unión de dos metales de diferente tipo,, como lo ilustra la Figura 1.6.



Figura 1.6. Efecto Seebeck en un termopar.

Así la tensión a través de las puntas se determina como:

$$V_{AB} = (\alpha_A - \alpha_B) \Delta T_{AB} \tag{1-9}$$

La tensión es dependiente de la diferencia entre los coeficientes Seebeck de cada material y el cambio de temperatura.

#### **1.4.4 Microbolómetros de diodo**

El principio de funcionamiento de éste tipo de sensores se basa en la variación de corriente o tensión en un diodo como consecuencia de variaciones en temperatura. Para el caso de polarización con corriente, el parámetro de interés es la tensión en el diodo, la cual se determina como la ecuación (1-10) [1.8]:

Capítulo 1. Introducción a readouts y microbolómetros

$$V_{out} = V_{ref} - (V_{D0} + \alpha_D \Delta T) \tag{1-10}$$

Donde  $V_{ref}$  es la tensión de referencia,  $V_{D0}$  la tensión del diodo correspondiente a la corriente de polarización,  $\alpha$  el coeficiente de temperatura del diodo y  $\Delta T$  el cambio de temperatura.

La tensión en el diodo se ve modificada dependiendo de la variación de temperatura originada por la radiación infrarroja absorbida, por ello la radiación incidente puede ser fácilmente medida.

El uso de diodos como detectores directos implica introducción de no linealidad en el sistema, además de no ser suficientemente repetitivos, por lo cual es preferible utilizar transistores bipolares, en particular las terminales base emisor [1.14].

#### 1.5 Formación de imágenes infrarrojas con microbolómetros

El sistema completo para generar una imagen o video a partir de microbolómetros, comprende diferentes elementos, como se puede observar en la Figura 1.7.



Figura 1.7 Esquema de formación de imágenes a partir de microbolómetros.

Inicialmente se requiere de una matriz de microbolómetros, de los cuales cada uno experimenta una variación en su resistencia eléctrica de acuerdo a la magnitud de la potencia infrarroja incidente; esta señal debe ser adecuada o interpretada por medio de un circuito de lectura o *readout*.

La etapa de orden y tiempos de acceso para realizar la adaptación de señal de cada microbolómetro se lleva a cabo por medio del direccionamiento, que en la Figura 1.7 se identifica como selectores de filas y columnas. A su vez, por medio del direccionamiento, cada señal adaptada (de un pixel) se organiza para conformar la imagen final.

El proceso de formación de imagen se puede resumir como:

-Direccionamiento y acceso a cada microbolómetro, para el acondicionamiento de la señal por medio de un *readout*.

-Procesamiento de la señal de salida del *readout* con un conversor análogo digital.

-Formación de la imagen con un microcontrolador, con orden y tiempos determinados por el direccionamiento.

Este trabajo se encuentra centrado en diseñar el *readout* o circuito de lectura para un microbolómetro. Sin embargo, en la siguiente sección se explicarán brevemente los diferentes tipos de orden en la matriz de microbolómetro y direccionamiento para su acceso.

## Direccionamiento

La detección de pixeles en una matriz se puede realizar de dos maneras: detección lineal (Figura 1.8a) o detección de imagen (Figura 1.8b) [1.15].



Figura 1.8 Arreglos focales de pixeles [1.15] a) Detección lineal. b) Detección de imagen.

El primer tipo de detección se realiza por medio de una matriz lineal de microbolómetros, la cual se desplaza para la conformación de la imagen por columnas; el segundo tipo de detección se basa en un arreglo de microbolómetros de dos dimensiones, de M filas y N columnas.

Existen tres tipos de arquitecturas de lectura usados en arreglos de microbolómetros de 2 dimensiones [1.17]; las cuales se pueden observar en las figuras Figura 1.9 - Figura 1.11.La diferencia entre estas arquitecturas radica en si la etapa de adecuación es única para cada pixel o compartida; esto definirá el tiempo de lectura para cada pixel, el área ocupada y la potencia consumida por todo el sistema.

Sí el tiempo total necesario para la formación de una imagen se toma igual en los tres tipos de arquitectura, el tiempo de lectura para cada pixel en cada arquitectura variará, ya que la lectura puede ser pixel por pixel o un grupo de pixeles a la vez.



Pixelwise readout Figura 1.9. Arquitectura de direccionamiento por pixel [1.15].

La primera forma mostrada en la Figura 1.9, se basa en que cada pixel contiene el detector D, y el circuito de lectura, compuesto por las etapas de amplificación A e integración I. Esta arquitectura tiene un desempeño muy bueno en cuanto a calidad, debido a que cada pixel tiene su propio circuito de adecuación de la señal, a costa de área y consumo de potencia.



Columwise readout

Figura 1.10. Arquitectura de direccionamiento por filas (lectura por columna) [1.15].

La Figura 1.10 muestra una arquitectura de lectura por columna, que dispone de una fase de amplificación e integración en común para cada columna. Es decir, la lectura se realiza por columnas y el direccionamiento se debe realizar fila por fila, permitiendo que a cada pixel pertenezca una M-ésima parte del período total de lectura para la formación de la imagen, resultando en un consumo de potencia y área menor comparado con la arquitectura anterior.



Figura 1.11 Arquitectura de direccionamiento serial [1.15].

La última forma de arquitectura propuesta, mostrada en la Figura 1.11, consiste en el desarrollo de la matriz de microbolómetros de tamaño MxN y una única fase de lectura (amplificación e integración) común a todos ellos. La lectura se realiza de manera serial, es decir, pixel por pixel. Este tipo de lectura disminuye la porción de tiempo de lectura para cada pixel respecto al tiempo de formación de la imagen. Además, debido a que se usa una única etapa de acondicionamiento, común a todos los pixeles, la cantidad de potencia consumida disminuye.

Para determinar el tiempo de lectura de cada pixel disponible en cada arquitectura, se debe tener en cuenta el número de imágenes o *frames* que debe haber en un segundo para la formación adecuada de video. El número de *frames* por segundo para formar video es de 30 [1.16]. De esta manera, si

se define una matriz de M filas y N columnas de bolómetros, se puede estimar el tiempo de lectura para cada pixel.

El tiempo de lectura por pixel para la arquitectura de direccionamiento por columna (segunda arquitectura) se puede obtener como se muestra en la ecuación (1-11):

$$t_{columna} = \frac{1}{30x(M)} [s] \tag{1-11}$$

La tercera arquitectura o de direccionamiento por pixel determina un tiempo de lectura por pixel como se expresa en la ecuación (1-12):

$$t_{serial} = \frac{1}{30x(MxN)} [s] \tag{1-12}$$

Mientras que la primera arquitectura de direccionamiento propuesta, puede tener una forma de lectura por columna o tipo serial.

#### **1.6** *Readout Integrated Circuits* (ROICs)

Un ROIC o circuito de lectura integrado es un circuito que se encarga de la adquisición de la señal de salida de un sensor, la cual generalmente es una señal eléctrica como corriente o tensión, que debe ser adecuada y en ocasiones amplificada, para finalmente ser procesada en etapas subsecuentes.

#### Acondicionamiento de señal

Como se ha mencionado anteriormente, las variaciones en resistencia del microbolómetro debido a la radiación infrarroja incidente, deben ser

interpretadas por medio de variaciones en tensión o corriente. Para ello es necesario utilizar un circuito de lectura o *readout*. A continuación se realiza una breve descripción y análisis de algunos circuitos de lectura y sus características principales.

En los siguientes esquemas se representa al microbolómetro como una resistencia  $R_{Bol}$ , y a un dispositivo de referencia, como una resistencia de referencia  $R_{Ref}$ . Este dispositivo de referencia puede ser una resistencia de magnitud igual a la resistencia del microbolómetro sensor a temperatura ambiente, o bien, un microbolómetro aislado a la potencia incidente. La ventaja de usar un microbolómetro aislado es que su comportamiento es igual al del microbolómetro sensor al ser polarizado, ya que experimenta autocalentamiento por consumo de potencia eléctrica. Este tipo de referencia se usa en algunos circuitos de acondicionamiento, con el fin de atenuar la contribución de autocalentamiento en la lectura.

## 1.6.1 Polarización directa del microbolómetro.

La polarización directa del microbolómetro se puede realizar por tensión o por corriente, siendo la señal sensada de naturaleza opuesta; es decir, si el microbolómetro es polarizado con una fuente de corriente la señal de salida será la tensión y viceversa. La Figura 1.12 ilustra las posibles formas de ejecutar este tipo de *readout*.
Capítulo 1. Introducción a readouts y microbolómetros



Figura 1.12 *Readout* por polarización directa del microbolómetro: a) Polarización por tensión; b) Polarización por corriente.

Las características que presenta el uso de este tipo de *readout* se muestran en la Tabla 1-1.

Ventajas	Desventajas			
Consumo de potencia mínimo.	Cualquier error o variación producida			
	por la fuente de polarización se refleja			
	directamente en la señal de salida.			
Área ocupada mínima.	El efecto de autocalentamiento no es			
	compensado.			
	No hay limitación en banda de			
	frecuencia, por lo que el efecto de ruido			
	es significativo en la calidad de la			
	señal.			

Tabla 1-1 Características del *readout* por polarización directa.

Como se puede observar en la Tabla 1-1 los inconvenientes son mayores que los ventajas. El hecho de no compensar el autocalentamiento en el microbolómetro, implica que las variaciones en la señal de salida se deben no solo a la potencia de radiación incidente sino también al calentamiento por polarización.

## 1.6.2 Divisor resistivo

Este tipo de topología tiene como fin leer la tensión en el nodo de salida de un divisor resistivo compuesto por un dispositivo de referencia y un microbolómetro sensor, como se observa en la Figura 1.13. A medida que la potencia incidente en el microbolómetro se incrementa, la resistencia de este disminuye de manera proporcional, por lo que de esta manera, el nivel de tensión a la salida depende de la potencia incidente sobre el microbolómetro sensor. A diferencia de la topología anterior, esta topología intenta compensar el efecto de autocalentamiento usando el dispositivo de referencia.



Figura 1.13 Divisor resistivo.

Idealmente la tensión de salida se expresa como la ecuación (1-13).

$$V_{out} = \frac{V_{Bias}}{R_{Ref} + (R_{Bol} - \Delta R)} (R_{Bol} - \Delta R) = V_0 - \Delta V_{out}$$
(1-13)

En donde  $\Delta R$  representa la variación de la resistencia debido a la potencia incidente;  $V_0$  es el valor de tensión a la salida en equilibrio térmico, es decir, sin potencia incidente;  $\Delta V_{out}$  representa el valor de disminución de tensión en salida cuando hay potencia incidente sobre el microbolómetro.

Si la magnitud de la variación de la resistencia ( $\Delta R$ ) del microbolómetro es mucho menor que la suma de los valores nominales de resistencia del microbolómetro y el dispositivo referencia( $R_{Ref} + R_{Bol}$ ), entonces la variación de tensión a la salida provocada por la potencia incidente se puede expresar por la ecuación (1-14):

$$Si \,\Delta R \ll R_{Ref} + R_{bol} => \Delta V_{out} \approx \frac{V_{Bias}}{R_{Ref} + R_{Bol}} \Delta R \approx \frac{V_{Bias}/R_{Bol}}{1 + \frac{R_{Ref}}{R_{Bol}}} \Delta R \tag{1-14}$$

Ahora bien, teniendo en cuenta que tanto el dispositivo de referencia como el microbolómetro se calientan debido a la polarización, los valores de sus resistencias variarán como consecuencia del aporte de este efecto. El dispositivo de referencia puede tener un coeficiente de variación resistivo positivo (aumenta la resistencia) o negativo (disminución de la resistencia); en este caso se debe seleccionar de tal forma que el coeficiente sea de tipo negativo para que su comportamiento se asemeje al del microbolómetro. Por lo tanto, la variación en tensión de salida estará dada por la ecuación (1-15):

$$\Delta V_{out} = \frac{V_{Bias} / (R_{Bol} - \Delta R - \Delta R_{Cal})}{1 + \frac{(R_{Ref} - \Delta R_{Ref})}{(R_{Bol} - \Delta R - \Delta R_{Cal})}} (-\Delta R - \Delta R_{Cal})$$
(1-15)

En la ecuación (1-15)  $\Delta R_{Cal}$  y  $\Delta R_{Ref}$  representan las variaciones por calentamiento en las resistencias del microbolómetro y el dispositivo de referencia respectivamente. El efecto de utilizar un dispositivo de referencia, se puede ver en el segundo término del denominador de la ecuación (1-15), a medida que la referencia presenta un calentamiento similar al del microbolómetro, el efecto de autocalentamiento se atenúa.

A continuación se presenta un resumen de las características de esta topología en la Tabla 1-2.

Ventajas	Desventajas
Consumo de potencia bajo.	Cualquier error producido por la fuente
	de polarización va a reflejarse
Área ocupada pequeña.	directamente en la señal de salida.
	No hay limitación en banda de
Atenuación del efecto de	frecuencia, por lo que el efecto de ruido
autocalentamiento en la tensión de	es significativo en la calidad de la señal.
salida.	

Tabla 1-2 Características de *readout* divisor resistivo

Esta topología destaca por su simplicidad y el uso de un dispositivo de referencia para la atenuación del efecto de calentamiento, sin embargo no presenta una limitación en frecuencia para el ruido, lo cual afecta la calidad de la señal a la salida.

## 1.6.3 Puente de Wheatstone

Este tipo de *readout* toma la tensión de manera diferencial por medio de un puente Wheatstone. El puente se encuentra compuesto por dos ramas, una rama de referencia y una rama donde está el microbolómetro sensor. La parte superior de cada rama consta de una resistencia de referencia  $(R_{Ref_1}, R_{Ref_2})$ . Las resistencias de referencia son de igual magnitud resistiva $(R_{Ref_1} = R_{Ref_2})$ ; en la parte inferior de una de las ramas se encuentra el microbolómetro sensor  $(R_{Bol})$ , y en larama de referencia un microbolómetro aislado a la potencia incidente  $(R_{Ref})$ . El microbolómetro aislado idealmente poseerá el mismo efecto de calentamiento por polarización que el microbolómetro. Esto permite que el efecto de autocalentamiento sea eliminado de manera ideal [1.8] [1.12] [1.18]. El circuito se puede observar en la Figura 1.14.



Figura 1.14 Circuito esquemático para el circuito de lectura WBDA.

En el análisis para la tensión de salida, la magnitud de las resistencias de referencia es de valor nominal  $R_{Ref}$  a temperatura ambiente. De manera similar, el microbolómetro sensor y el microbolómetro aislado se toman como resistencias, con un valor resistivo a temperatura ambiente de  $R_0$  y  $\Delta R$  para las variaciones en resistencia del microbolómetro debidas a la potencia infrarroja incidente. De esta manera, la tensión de salida idealmente es:

$$V_{out} = \left(\frac{V_{Bias}}{R_{Ref} + (R_0 - \Delta R)} (R_0 - \Delta R) - \frac{V_{Bias}}{R_{Ref} + R_0} R_0\right)$$
(1-16)

Asumiendo los cambios en la resistencia debido a la potencia incidente menores a la suma de los valores resistivos nominales de la resistencia del microbolómetro y la resistencia de referencia ( $R_{Ref} + R_0$ ), se tiene que:

$$\Delta V_{out} \approx \frac{V_{Bias}/R_0}{1 + \frac{R_{Ref}}{R_0}} \Delta R \tag{1-17}$$

Al introducir el efecto de calentamiento en el análisis previo, las variaciones por calentamiento se identifican como  $\Delta R_{Ref}$  para las resistencias de referencia y como  $\Delta R_{cal}$  para el microbolómetro aislado y el microbolómetro sensor. De esta manera la tensión de salida es:

$$V_{out} = \left(\frac{V_{Bias}}{\left(R_{Ref} - \Delta R_{Ref}\right) + \left(R_0 - \Delta R - \Delta R_{Cal}\right)} (R_0 - \Delta R - \Delta R_{Cal}) - \frac{V_{Bias}}{\left(R_{Ref} - \Delta R_{Ref}\right) + \left(R_0 - \Delta R_{Cal}\right)} (R_0 - \Delta R_{Cal})\right)$$
(1-18)

Si la magnitud de las resistencias de referencia es igual a la magnitud nominal de la resistencia del microbolómetro ( $R_{Ref} = R_0$ ), la ecuación (1-18) se puede escribir como la ecuación (1-19):

$$V_{out} = \left(\frac{V_{Bias}}{\left(2R_0 - \Delta R_{Ref} - \Delta R - \Delta R_{Cal}\right)}(R_0 - \Delta R - \Delta R_{Cal}) - \frac{V_{Bias}}{\left(2R_0 - \Delta R_{Ref} - \Delta R_{Cal}\right)}(R_0 - \Delta R_{Cal})\right)$$
(1-19)

Si los cambios de las resistencias debido a potencia incidente y calentamiento ( $\Delta R$ ,  $\Delta R_{cal}$  y  $\Delta R_{Ref}$ ) son mucho menores que el doble de la magnitud de la resistencia ambiente del microbolómetro ( $2R_0$ ), la ecuación (1-19) se puede aproximar para obtener el cambio de tensión a la salida al realizar la sustracción como:

$$\Delta V_{out} = \frac{V_{Bias}}{2R_0} (-\Delta R) \tag{1-20}$$

De ésta manera sin radiación infrarroja incidente en el microbolómetro (sensor) la diferencia de tensiones deberá ser cero. Las características de éste *readout* son resumidas en la

Tabla 1-3.

Ventajas	Desventajas			
Idealmente el efecto de calentamiento es eliminado en su totalidad	Mayor consumo de potencia (en comparación con las configuraciones anteriores).			
	Mayor area ocupada (en comparación con las configuraciones anteriores).			
	No hay limitación en banda de frecuencia.			

Tabla 1-3 Características del *readout* puente de Wheatstone.

El uso del puente de Wheatstone como *readout* permite la eliminación de las contribuciones en tensión a la salida debida al autocalentamiento por polarización y variaciones en los terminales de alimentación. Sin embargo, para lograr lo anterior el área ocupada y la potencia consumida es incrementada al utilizar una rama adicional de referencia.

# 1.6.4 BCDI (Bolometer Current Direct Injection)

Las siglas BCDI hacen referencia a Bolometer Current Direct Injection. El circuito esquemático de este *readout* se puede observar en la Figura 1.15.



# Figura 1.15 Readout BCDI.

La tensión de salida se encuentra dada por la ecuación (1-21):

$$V_{out} = \frac{V_{DD}R_{Bol}}{R_{Ref}(sR_{Bol}c+1) + R_{Bol}} = \frac{V_{DD}\left(\frac{R_{Bol}}{R_{Ref} + R_{Bol}}\right)}{s(R_{Ref}//R_{Bol})C + 1}$$
(1-21)

El uso del capacitor en el nodo de salida permite que haya un filtrado de frecuencias a la salida, lo que reduce reduce el nivel de ruido. Sin embargo, la frecuencia de corte a la salida depende del valor que tenga la resistencia del bolómetro. A medida que haya mayor potencia incidente la resistencia disminuirá y la frecuencia de corte se hará mayor.

La Tabla 1-4 resume las características de esta topología.

Ventajas	Desventajas
Consumo de potencia bajo.	Las variaciones de tensión en los terminales de polarización se reflejan directamente en la tensión de salida.
Área ocupada pequeña.	El efecto de autocalentamiento no es eliminado totalmente.
Limitación en banda de frecuencia, mejora la relación señal a ruido.	

Tabla 1-4 Características del *readout* BCDI.

La ventaja principal de este tipo de *readout* respecto a los descritos anteriormente, es la limitación en frecuencia, lo que permite que la relación señal a ruido mejore. Sin embargo, las contribuciones en tensión a la salida por efecto de autocalentamiento y variaciones en tensión en los terminales de polarización no son eliminadas totalmente.

#### **1.6.5 CTIA (Capacitive Trans-Impedance Amplifier)**

La Figura 1.16 muestra el circuito esquemático de este *readout*. Esta topología tiene dos ventajas importantes sobre los demás circuitos de lectura. El uso del amplificador operacional (A. O.) permite una reducción significativa de la señal de ruido, haciendo que ésta topología sea adecuada como circuito de lectura de detectores de alta resistividad no enfriados [1.8],así como en detectores tipo diodo [1.19] [1.20]. La segunda característica importante es la fijación de un nodo a tensión constante, el cual se encuentra compartido entre la rama de referencia y la rama en donde se encuentra el sensor, (nodo X en la Figura 1.16), esto permite que el dispositivo de referencia se encuentre polarizado de igual manera al microbolómetro.



Figura 1.16 Circuito esquemático para el circuito de lectura CTIA.

Al mantener una tensión fija en el nodo X, se crea la presencia de un nodo de tierra virtual, el cual deja circular la diferencia de corriente entre las dos ramas, diferencia que será integrada por medio del capacitor para transformarla en tensión. Si la tensión  $V_{Bias1}$  es llevada a 0V, la tensión a la salida se puede describir como lo muestra la ecuación (1-22):

$$V_{out} = \left(\frac{V_{Bias2} - V_{rst}}{R_{Ref}} - \frac{V_{rst}}{R_{Bol}}\right) \frac{1}{SC} \to \Delta V_{out} \approx i_c \frac{\Delta t}{C}$$
(1-22)

En la anterior ecuación  $i_c$  representa la diferencia de corriente entre las dos ramas que fluye por el capacitor y  $\Delta t$  el intervalo de tiempo en el cual el *switch* S permite que el capacitor se cargue. Introduciendo el efecto de calentamiento en el análisis, se puede deducir el comportamiento de corriente en cada rama como lo muestra la ecuación(1-23):

$$i_{Ref} = \frac{V_{Bias2} - V_{rst}}{R_{Ref} - \Delta R_{Ref_{Cal}}} = i_0 + \Delta i_{Ref_{Cal}}$$
(1-23)

$$i_{Bol} = \frac{V_{rst}}{R_{Bol} - \Delta R_{Bol_{cal}} - \Delta R_{Bol_{pot}}} = i_0 + \Delta i_{Bol_{cal}} + \Delta i_{Bol_{pot}}$$
(1-24)

En las ecuaciones(1-23) y (1-24) la corriente de cada rama se expresa como la suma de de corrientes, en donde  $i_0$  que es la corriente ideal que fluiría por la rama al no haber potencia infrarroja incidente,  $\Delta i_{Bol}$  y  $\Delta i_{Ref_{cal}}$ son los aportes de corriente debidos al calentamiento del microbolómetro y del dispositivo referencia respectivamente, mientras que  $\Delta i_{Bol_{pot}}$  representa la corriente que fluye por el microbolómetro y que es proporcional a la potencia de la radiación infrarroja incidente. Por lo tanto, la corriente que circula por el capacitor es determinada por la ecuación (1-25):

$$i_c = i_{Bol} - i_{Ref} = \Delta i_{Bol_{pot}} + \Delta i_{Bol_{cal}} - \Delta i_{Ref_{cal}}$$
(1-25)

Tomando en cuenta que el nodo X se mantiene aproximadamente igual al valor de tensión de referencia y sí la tensión  $V_{rst}$  es de magnitud igual a la

mitad de  $V_{Bias2}$ , entonces la potencia disipada por calentamiento será aproximadamente igual para el microbolómetro y el dispositivo de referencia (en el caso de que el dispositivo de referencia sea un microbolómetro aislado a la radiación incidente). Por lo tanto, la tensión de salida estará idealmente dada por la ecuación (1-26):

$$V_{out} = \Delta i_{Bolpot} \frac{\Delta t}{C} \tag{1-26}$$

Esto último muestra que la tensión de salida idealmente depende solo de la corriente que se genera debido al cambio de resistencia por la potencia infrarroja incidente y del tiempo de integración  $\Delta t$ .

A continuación se resumen las características del *readout* CTIA en la Tabla 1-5.

Ventajas			Desv	entaja	IS	
Mayor área necesaria (en comparación		Cualq	luier error pro	oducid	o po	r la fuente
con las configuraciones anteriores).		de	polarización	va	а	reflejarse
Idealmente el efecto de calentamiento	directamente en la señal de salida.		alida.			
es eliminado en su totalidad.						
Limitación en banda de frecuencia,						
mejora la relación señal a ruido.						

Tabla 1-5 Características del *readout* CTIA

El uso del CTIA como *readout* tiene características importantes como la eliminación del aporte del efecto de calentamiento a la salida y la limitación del ruido debido al uso de un capacitor como integrador de corriente. Su consumo de potencia es mayor con respecto a las configuraciones anteriores, debido a la inclusión del amplificador, cuyo consumo de potencia dependerá del diseño que se realice.

## 1.6.6 WBDA (Wheatstone Bridge Differential Amplifier)

Este tipo de *readout* tiene su funcionamiento como base en un puente Wheatstone, del cual toma la tensión diferencial entre sus ramas, como se muestra en la Figura 1.17. Esta diferencia de tensión es amplificada por medio de un amplificador de transconductancia [1.8] o un amplificador de tensión. Finalmente la señal de salida de la etapa de amplificación es integrada para reducir la banda de frecuencia y aumentar la relación señal a ruido.



Figura 1.17. Circuito esquemático del *readout* WBDA.

Para el caso en el cual la etapa de amplificación consiste en un amplificador de transconductancia y la etapa de integración consiste en un capacitor, la tensión de salida se puede expresar aproximadamente como:

$$V_{out} = \frac{\frac{V_{Bias}}{R_{Ref}}}{1 + \frac{R_{Ref}}{R_0}} (-\Delta R) * G_m * \frac{1}{sC}$$
(1-27)

Tomando en cuenta el análisis descrito en la sección 1.6.3 correspondiente al puente Wheastone, la ecuación (1-27) expresa la tensión de salida para el

caso que la resistencia de referencia no sea de igual magnitud a la del microbolómetro. La Tabla 1-6 muestra las principales características del circuito de lectura WBDA.

Ventajas	Desventajas				
Idealmente el efecto de calentamiento	El área necesaria es mayor con				
es eliminado en su totalidad.	respecto a las configuraciones				
	anteriores.				
Limitación en banda de frecuencia,	Consumo de potencia alto.				
mejora la relación señal a ruido.					

Tabla 1-6 Características del readout WBDA.

El desempeño de éste *readout* realiza la compensación adecuada sobre el efecto de calentamiento además de limitar la banda de frecuencia para disminuir la cantidad de ruido presente en la señal. Sin embargo, para lograr la compensación del efecto de calentamiento hace uso de un puente Wheatstone el cual aumenta de área, junto con las etapas de amplificación y filtrado de la señal, que también contribuyen a un mayor consumo de potencia.

# 1.6.7 CCBDI (Constant Current Buffered Direct Injection)

Este tipo de *readout* se basa en la diferencia de tensiones entre un microbolómetro polarizado a una corriente  $I_0$  y una tensión de referencia proporcionada por un amplificador de transconductancia [1.20]. El circuito esquemático se muestra en la Figura 1.18



Figura 1.18 Circuito esquemático para el readout CCBDI.

La diferencia de tensión entre la tensión impuesta por el microbolómetro  $V_{Bol}$ y la tensión  $V_{Ref_{gm}}$  es convertida a corriente por medio del amplificador de transconductancia. En la etapa final está presente la corriente de referencia  $I_s$ , cuya función es restar parte de la corriente amplificada; finalmente se encuentra un capacitor que funciona como integrador a la salida [1.8]. Idealmente la tensión de salida de este circuito se encuentra como lo muestra la ecuación (1-28):

$$V_{out} = \frac{\left(G_m \left(V_{Bol} - V_{Ref_{gm}}\right) - I_s\right)}{sC}$$
(1-28)

A continuación se muestran algunas características del uso de este *readout* en la Tabla 1-7.

Capítulo 1. Introducción a readouts y microbolómetros

Ventajas	Desventajas		
Limitación en banda de frecuencia, mejora la relación señal a ruido.	Consumo de potencia alto.		
	El área necesaria es mayor con		
	respecto a las configuraciones		
	anteriores.		
	Dependencia directa sobre la corriente		
	referencia.		
	El efecto de calentamiento no es		
	eliminado.		

Tabla 1-7 Características del readout CCBDI.

La limitación del nivel de ruido total por medio de la disminución de banda en frecuencia se obtiene en esta topología a costa de un mayor consumo de potencia y área.

# 1.7 Conclusiones

El espectro electromagnético representa todas las longitudes de onda pertenecientes a los fenómenos conocidos, sin embargo, la radiación que emiten los cuerpos por su temperatura se encuentra en la zona del espectro infrarrojo.

Los microbolómetros son parte de los diferentes tipos de detectores que sensan los fenómenos ubicados en este sector del espectro. Su funcionamiento está basado en la variación de su resistencia eléctrica de manera proporcional a la potencia de la radiación infrarroja incidente sobre su superficie; estas variaciones resistivas deben ser medidas o interpretadas por medio de un circuito de lectura o *readout*.

Del análisis presentado en éste capítulo, se seleccionaron los *readout*s BCDI y CTIA, debido a sus características como sencillez, bajo consumo de potencia, reducción de la banda de frecuencia para el ruido y compensación del efecto de autocalentamiento

#### Referencias

1.1 R. Serway, R. Beichner & J. Jewett, *Physics for Scientists and Engineers with modern physics.* Chapter 34 (pp 966 -967). USA: Thompson, 7<sup>th</sup> edition, 2008.

1.2 R. W. Boyd, *Radiometry and the Detection of Optical Radiation*. USA: John Wiley & Sons, 1983.

1.3 A. Beiser, Concepts of Modern Physics. USA: Macgraw Hill, 6th edition. 2003

1.4 M. Piris Silveira, Física cuántica. Cuba: ISCTN, 1999.

1.5 A. Beléndez, C. Pastor y A. Martín, *Introducción a la Física Cuántica*. España: Universidad Politécnica de Valencia, 1990.

1.6 S. M. Sze, *Semiconductor Devices, Physics and Technology*. (pp. 258-266). USA: John Wiley and Sons, 1985.

1.7 M. Moreno, *Study of IR un-cooled microbolometer arrays based on thin films deposited by plasma*. Doctoral Thesis, Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, 2008.

1.8 S. Eminoglu, Uncooled infrared focal plane arrays with integrated readout circuitry using mems and standard cmos technologies. PhD Thesis, Middle East Technical University, 2003.

1.9 C. Beşikci, *III-V Infrared Detectors on Si Substrate.* Proc. of SPIE, Vol. 3948, pp. 31-39, 2000.

1.10 B. E. Cole, R. E. Higashi, and R. A. Wood, *Monolithic Two-Dimensional Arrays of Micromachined Microstructures for Infrared Applications*, Proceedings of the IEEE, Vo. 86, No. 8, pp. 1679 - 1686, 1998.

1.11 M. Liger, *Uncooled Carbon microbolometer imager*. PhD Thesis, California Institute of Technology, 2006.

1.12 Q. Xinbo, *Readout microelectronics for microbolometer infrared focal plane array.* PhD thesis, National University of Singapore, 2004.

1.13 P. Muralt, *Micromachined infrared detectors based on pyroelectric thin films* Rep. Prog. Phys. 64, pp. 1339–1388, 2001.

1.14 R. Pallás Areny, *Sensores y acondicionadores de señal.* España: Marcombo S.A, 4ta edición, 2005.

1.15 Lester J. Koslowski, Walter F. Kosonocki, *Handbook of Optics: Volume II – Design, Fabrication, and Testing; Sources and Detectors; Radiometry and Photometry*. Chapter 33. USA: McGraw Hill, Third Edition, 2010.

1.16 National Television System Comitte, <u>http://www.ntsc-tv.com/ntsc-index-02.htm</u>, visitado 12 de abril de 2013.

1.17 Darius Jakonis, Christer Svensson, Christer Janson, *Readout architectures for uncooled IR detectors array.* Proceedings of Sensors and Actuators, vol 84, pp. 220–229, 2000.

1.18 M.V.S. Ramakrishna, G. Karunasiri, P. Neuzil, U. Sridhar, W.J. Zeng, *Highly* sensitive infrared temperature sensor using self-heating compensated microbolometers. Proceedings of Sensors and Actuators vol 79, pp. 122–127, 2000.

1.19 Chih-Cheng Hsieh, Chung-Yu Wu, Senior Member, IEEE, Far-Wen Jih, and Tai-Ping Sun, *Focal-Plane-Arrays and CMOS Readout Techniques of Infrared Imaging Systems.* Proceedings of the IEEE transactions on circuits and systems for video technology, vol. 7, no. 4, pp. 594 – 605, august 1997.

1.20 S. Kumar, *CCBDI readout circuit for YBaCuO micromachined microbolometers*. PhD Thesis, The university of Texas at Arlington, 2007.

Este capítulo se centra específicamente en proporcionar una información más detallada acerca de los microbolómetros. Las características principales de un microbolómetro residen en su estructura, la cual consiste principalmente en la membrana de soporte, la película termosensora, la película absorbente de radiación IR y los brazos de soporte, como se puede observar en la Figura 2.1.



Figura 2.1 Estructura de un microbolómetro [1.7].

A través del tiempo se han utilizado diferentes tipos de materiales en las películas termosensoras de los microbolómetros entre ellos se tienen: óxido de vanadio (VOx), silicio-germanio (SiGe), silicio amorfo hidrogenado (a-Si:H), silicio-germanio policristalino (poly SiGe), también se han usado materiales metálicos como películas de oro negro, platino (Pt), Titanio (Ti), entre otros [2.1-2.2]. La desventaja de utilizar óxido de vanadio como

material termosensor es su incompatibilidad con la tecnología CMOS. El uso de poly SiGe se encuentra limitado por su aporte de ruido de tipo *flicker* (1/f) debido a su estructura cristalina. Por otro lado, los metales son compatibles con tecnología CMOS, pero su coeficiente de cambio resistivo con la temperatura es bajo. A continuación en la Tabla 2-1 se muestran los materiales usadas en películas termosensoras en trabajos previos en INAOE, con sus características más importantes como lo es el coeficiente de temperatura de resistencia (TCR), la energía de activación (Ea) y la conductividad eléctrica a temperatura ambiente ( $\sigma_{RT}$ ).

Material	TCR [%K <sup>-1</sup> ]	Ea [eV]	$\sigma_{RT} \ [\Omega cm]^{-1}$	Referencia
a — SiGe: H	5.9	0.46	$2.5x10^{-4}$	[2.3]
a — Ge: H	5	0.39	$2.1x10^{-4}$	[2.3]
a – Si_xGe_y: H	2.7	0.34	-	[2.1]
$Ge_y = 0.5$				
a – Si_xGe_yB_z: H	2.7	0.21	-	[2.1]
$Ge_y = 0.45 \ B_z = 0.09$				
$a - Si_x Ge_y B_z$ : H	2.8	0.20	-	[2.1]
$Ge_y = 0.55 \ B_z = 0.07$				
$a - Si_x Ge_y$ : H	4.3	0.34	-	[2.1]
$Ge_y = 0.5 (sándwich)$				
$1185  pm - Si_x Ge_y: H$	5.15	0.39	2.09 <i>X</i> 10 <sup>-8</sup>	[2.4]
$1189  pm - Si_x Ge_y: H$	6.83	0.53	4.94 <i>X</i> 10 <sup>-11</sup>	[2.4]

Tabla 2-1. Características de materiales de películas termosensoras desarrolladas en INAOE.

# 2.1 Características principales y figuras de mérito de los detectores termoeléctricos

Entre los parámetros más importantes como figuras de mérito se encuentran: el coeficiente de temperatura de resistencia (TCR), Conductancia térmica, capacidad térmica, constante térmica ( $\tau$ ), potencia de ruido equivalente (NEP), diferencia de temperatura equivalente de ruido (NETD), y Detectividad (D\*).

## Coeficiente de temperatura de resistencia (TCR)

El coeficiente de temperatura de resistencia (TCR) es una característica de los detectores tipo resistivos que indica la variación porcentual del valor de la resistencia con la temperatura. Este se puede expresar en  $K^{-1}$ , o en su defecto en  $%K^{-1}$ . El TCR se puede expresar como [2.1, 2.5, 2.6]:

$$\alpha(T) = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} = \frac{E_a}{kT^2}$$
(2-1)

En donde Ea es la energía de activación del material, *k* la constante de Boltzman y T la temperatura.

#### Conductancia térmica

La conductancia térmica representa el aislamiento térmico del dispositivo frente a su entorno. Esta característica del dispositivo se representa como  $(G_{th})$  y se puede obtener mediante la ecuación (2-2):

$$G_{th} = 2K \frac{A}{l} \left[ \frac{W}{K} \right]$$
(2-2)

41

Donde K es el coeficiente de conductividad térmica del material de los brazos soporte, A el área transversal y l el largo.

Algunos de los materiales usados son:

Material	Conductividad Térmica a 300K		
	[W/cm*K]		
Ti	0.219		
Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub>	0.032 - 0.033		
SiN <sub>x</sub>	0.038 – 0.051		
SiO <sub>2</sub>	0.014		
NiCr	0.08 – 0.17		

Tabla 2-2.	Materiales usados en microbolómetros como soporte para
	membrana suspendida [2.4]

# Capacidad térmica

Esta hace referencia a cual es la masa térmica del dispositivo y capacidad térmica de este, la cual se encuentra directamente ligado a la rapidez con que puede reaccionar a los cambios de temperatura. Su representación se realiza como  $C_{th}$ .

# Constante térmica

La constante térmica cuantifica la rapidez con la cual el detector tiene una respuesta a la radiación infrarroja incidente. Este es uno de los valores críticos que se deben tener en cuenta en el momento de realizar la lectura, debido a que se debe dar el tiempo necesario al detector para que éste responda correctamente y evitar errores de lectura. La constante térmica está directamente relacionada entre la conductancia y la capacidad térmica del

dispositivo de la siguiente manera y su unidad es de segundos, como se muestra en la ecuación (2-3):

$$\tau = \frac{C_{th}}{G_{th}} [s] \tag{2-3}$$

#### Responsividad

Se puede expresar como la razón de señal de salida del detector con respecto a la radiación incidente. Debido a que la salida del sensor puede ser en tensión ( $\Re_V$ ) o corriente ( $\Re_I$ ), esta se puede expresar en unidades V/W o A/W [2.1, 2.6]. La responsividad en voltaje puede calcular como se muestra en la ecuación (2-6):

$$\Re_{V} = \frac{IR_{ef}\eta\beta\alpha}{G_{th}(1+\omega^{2}\tau_{th}^{2})^{1/2}} \left[\frac{V}{W}\right]$$
(2-4)

En donde *I* es la magnitud de corriente con que se polariza al bolómetro,  $\eta$  el coeficiente de absorción,  $R_{ef}$  es la resistencia efectiva que resulta del paralelo de la resistencia del microbolómetro y la impedancia de entrada del circuito de lectura,  $\beta$  es el factor de llenado, definido como la razón del área termosensora y el área total de la celda,  $\alpha$  es el valor de *TCR*,  $G_{th}$  la conductancia térmica del microbolómetro,  $\tau_{th}$  es la constante térmica del microbolómetro y  $\omega$  es la frecuencia angular de modulación de la señal infrarroja. La ecuación muestra la responsividad en corriente cuando el microbolómetro se polariza con un valor de tensión *V*.

$$\Re_{I} = \frac{V\eta\beta\alpha}{R_{ef}G_{th}(1+\omega^{2}\tau_{th}^{2})^{1/2}} \left[\frac{A}{W}\right]$$
(2-5)

Para obtener una responsividad alta, la sensibilidad del detector debe ser alta, y este debe estar bien aislado para evitar pérdidas por conducción

#### Capítulo 2. Microbolómetros

térmica de la película sensora hacia el sustrato. La sensibilidad de temperatura del detector está dada en términos de coeficiente de temperatura de resistencia (TCR), en el caso de microbolómetros resistivos. El aislamiento térmico es representado por la conductancia térmica ( $G_{th}$ ). Así pues, en resumen un buen detector debe poseer un alto *TCR* y  $G_{th}$  lo menor posible para que el detector pueda seguir los rápidos cambios de radiación incidente.

#### Potencia equivalente de ruido (NEP)

Se puede definir como el nivel de potencia a la entrada del detector que da una razón señal a ruido de uno, en un ancho de banda de 1 Hz [2.2, 2.5]. Para un detector con tensión como salida se puede expresar como:

$$NEP = \frac{V_n}{\Re} \ [W] \tag{2-6}$$

Donde  $V_n$  es la raíz cuadrada del ruido equivalente del detector, y  $\Re$  su responsividad. Es necesario hacer referencia a la banda de frecuencia a la cual se realiza la medición y a la velocidad de escaneo (fps).

#### Diferencia de temperatura equivalente de ruido (NETD)

Se define como el cambio de temperatura en un cuerpo negro que producirá un cambio en la razón señal a ruido de uno, en la salida del detector. Un pequeño NETD significa que el detector puede manejar muy pequeños cambios de temperatura, tal desempeño se puede obtener al realizar el diseño del detector con un nivel de ruido bajo y alta responsividad.

### Detectividad

Es un parámetro normalizado, usado para comparar el desempeño de diferentes tipos de detectores con diferentes tamaños de pixel y operando a diferentes velocidades de escaneo. La detectividad se puede determinar como lo muestra la ecuación (2-7):

$$D^* = \frac{\Re\sqrt{A_D\Delta f}}{V_n} = \frac{\sqrt{A_D\Delta f}}{NEP}$$
(2-7)

Donde  $\Re$  hace referencia a la responsividad,  $A_D$  el área del detector,  $\Delta f$  es el intervalo de frecuencia en que es medido y  $V_n$  es la raíz cuadrada del ruido equivalente del detector. La ecuación también puede ser expresada en términos de potencia equivalente de ruido (NEP).

Un área óptima para la absorción de potencia y baja potencia equivalente de ruido son características que debe cumplir un buen detector, para tener un valor alto de D\*.

#### 2.2 Límite de ruido por fluctuación de temperatura

Hay un límite originado por el intercambio de temperatura del detector con sus alrededores a través de conducción o convección.

La densidad espectral de potencia de un detector con cero masa térmica y conductancia finita está dada por la ecuación (2-8) [2.5]:

$$S_{n_{TF}}^2 = \frac{4kT^2 G_{th}}{\eta^2}$$
(2-8)

La inclusión de una masa térmica finita solo reduce el ancho de banda B, por lo tanto si se desea tener en cuenta se puede redefinir como lo muestra la ecuación (2-9):

$$S_{n_{TF}}^{2} = \frac{4kT^{2}G_{th}/\eta^{2}}{1+(\omega\tau)^{2}} = \frac{4kT^{2}G_{th}B}{\eta^{2}}$$
(2-9)

Finalmente se puede obtener la expresión de potencia de ruido equivalente NEP por el ruido de fluctuación térmica, como se muestra en la ecuación (2-10):

$$NEP_{TF} = \sqrt{\frac{4kT^2G_{th}B}{\eta^2}}$$
(2-10)

## 2.3 Modelado del microbolómetro

Antes de desarrollar el circuito de lectura, es necesario hacer uso de un modelo que describa las características de cómo se comportaría el microbolómetro en el caso real. Este modelo básicamente es una resistencia variable con la temperatura. Sin embargo, para hacer de este un modelo más adecuado se debe tener en cuenta el efecto de autocalentamiento que presenta el microbolómetro por la polarización efectuada por el circuito de lectura.

# Consideraciones térmicas

Como se mostró anteriormente, en un microbolómetro el porcentaje de variación de la resistencia con la temperatura depende principalmente de su coeficiente de temperatura de resistencia, TCR (%K<sup>-1</sup>). Así pues, la variación en resistencia es proporcional a la temperatura a la cual se encuentra el sensor, y a su vez ésta depende de la potencia de la radiación incidente. La

potencia de la radiación incidente en un microbolómetro se puede expresar mediante la ecuación (2-11) [2.7 - 2.8]:

$$P = \alpha Se_{abs}\sigma(T^4 - T_0^4) \tag{2-11}$$

En la ecuación (2-11) *P* es la potencia absorbida por un microbolómetro. Esta potencia es radiada por un cuerpo con coeficiente de emisión  $\alpha$  y temperatura *T*. Las constantes *S* y  $e_{abs}$  representan el área y coeficiente de absorción de la película absorbente del microbolómetro respectivamente,  $\sigma$  es la constante de Stefan-Boltzman  $(5,67x10^{-8}\frac{W}{m^2K^4})$  y  $T_0$  es la temperatura ambiente.

De esta manera se puede realizar una gráfica del comportamiento de la potencia incidente en un microbolómetro que generaría un cuerpo con temperatura *T*, como se ve en la Figura 2.2.



Figura 2.2 Potencia incidente en un microbolómetro por un cuerpo negro y piel humana en función de la temperatura.

## Capítulo 2. Microbolómetros

La Figura 2.2 muestra la potencia absorbida por un microbolómetro en función de la temperatura de un cuerpo. Este comportamiento se obtuvo al hacer uso de la ecuación (2-11) y asumiendo un área de absorción de  $70\mu mx70\mu m$  del microbolómetro, una constante de emisión del cuerpo, correspondiente a la piel humana de 0.97 (97%) [2.9] y un coeficiente de absorción de la película absorbente de 0.8 (80%).

Se puede observar en la Figura 2.2 que para temperaturas del cuerpo menores a la temperatura ambiente la potencia tiene un valor negativo. Lo anterior se debe a que la temperatura del cuerpo estaría a una temperatura menor a la ambiente. También se observa que el cuerpo negro por tener emisividad ideal radía mayor potencia que el cuerpo con emisividad menor.

De la ecuación (2-11) se observa que la potencia incidente sobre el microbolómetro depende de la temperatura del cuerpo y la temperatura ambiente, por lo tanto al hacer una variación de estos dos parámetros, la potencia variará. El comportamiento de la potencia para la variación de estos dos parámetros simultáneamente, se puede observar en la Figura 2.3



Figura 2.3. Potencia incidente al variar la temperatura en la superficie del bolómetro y la temperatura ambiente.

#### 2.3.1 Modelado electrotérmico del microbolómetro en HSpice

Las propiedades de los materiales usados para la fabricación del microbolómetro se pueden aprovechar para hacer más realista el comportamiento de la simulación en HSpice.

A partir del conocimiento del valor de resistencia del microbolómetro a temperatura ambiente  $R(T_0)$  y de su valor a una temperatura T, se puede conocer la temperatura T en el microbolómetro como se muestra en la la ecuación (2-12) [2.10]:

$$T = \frac{T_0}{1 + \frac{KT_0}{E_a} \ln\left[\frac{R(T)}{R(T_0)}\right]}$$
(2-12)

De ésta manera, se puede obtener una relación de la dependencia de la resistencia con la temperatura de éste, como se expresa en la ecuación (2-13):

$$R(T) = R_0 e^{\frac{E_a}{K} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} = R_0 e^{\alpha T^2 \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} \approx R_0 (1 - \alpha T)$$
(2-13)

En la ecuación (2-13)  $\alpha$  es el coeficiente de temperatura de resistencia (*TCR*),  $R_0$  la resistencia del microbolómetro a temperatura ambiente,  $T_0$  la temperatura ambiente y *T* la temperatura del microbolómetro.

## Polarización

Al momento de polarizar, hacer fluir una corriente o aplicar una tensión sobre el microbolómetro, éste consumirá una potencia asociada a dicho evento, como lo expresa la ecuación (2-14):

$$P_{bias} = \frac{V_{bias}^2}{R_{bol}} = \frac{V_{bias}^2}{R_0 e^{\alpha T^2 \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)}}$$
(2-14)

Esta última expresión se debe tener en cuenta debido a que la potencia consumida por polarización generará calentamiento en el microbolómetro. De esta manera también se puede deducir que la corriente se verá afectada por el calentamiento del dispositivo, generando imprecisiones en la medición.

Es por ello que se deben tener en cuenta los parámetros y propiedades térmicas del dispositivo al momento de la lectura de la señal de salida.

Teniendo en cuenta los principales parámetros térmicos de un microbolómetro, la ecuación de balance de calor para éste, se puede expresar como [2.1, 2.5, 2.6, 2.10, 2.11]:

$$C_{TH}\frac{dT}{dt} + G_{TH}(T - T_0) = P_{bias} + P_{IR} = P$$
(2-15)

De esta ecuación se pueden obtener términos equivalentes eléctricos como los citados en la Tabla 2-3 [2.6].

	and de parametres termiseer
Comportamiento Térmico	Equivalente eléctrico
Temperatura del sensor T [K]	Tensión T [V]
Temperatura ambiente $T_0$ [K]	Tensión $T_0[V]$
Capacitancia térmica $C_{TH}$ [J/K]	Capacitancia $C_{TH}[F]$
Conductancia térmica $G_{TH}$ [ $W/K$ ]	Conductancia $G_{TH} [\Omega^{-1}]$
Potencia de autocalentamiento $P_{bias}[W]$	Corriente $P_{bias}$ [A]
Potencia incidente $P_{IR}[W]$	Corriente $P_{IR}[A]$

Tabla 2-3 Equivalentes eléctricos a partir de parámetros térmicos

De esta manera se puede construir un modelo eléctrico-térmico para la simulación [2.6], como se ilustra en la Figura 2.4.



Figura 2.4 Modelo electro-térmico del microbolómetro.

Los nodos  $Bol_1$  y  $Bol_2$  son las terminales del modelo equivalente; la fuente de corriente  $P_{IR}$  hace referencia a la potencia de radiación infrarroja incidente en el bolómetro, mientras que la potencia  $P_{bias}$  hace referencia a la potencia eléctrica consumida por el microbolómetro y se puede describir mediante la ecuación(2-16):

$$P_{bias} = \frac{(V_{bol1} - V_{bol2})^2}{R(T)}$$
(2-16)

De manera similar, la corriente entre las terminales principales se determina como lo muestra la ecuación (2-17):

$$I_{bolometer} = \frac{V_{bol1} - V_{bol2}}{R(T)}$$
(2-17)

La solución de la ecuación (2-15) [2.5, 2.6] es la mostrada en la ecuación (2-18):

$$T = T_0 + P\left(1 + \frac{e^{-t}}{\tau}\right) = T_0 + \frac{P_{ir}}{G_{TH}} + \frac{P_{BIAS}}{G_{TH}(1 + \omega^2 \tau^2)^{\frac{1}{2}}}$$
(2-18)

La ecuación (2-18) expresa el comportamiento de la temperatura en el microbolómetro, donde  $\omega$  representa la frecuencia de trabajo,  $\tau$  y  $G_{TH}$  son la constante de tiempo y la conductancia térmica del microbolómetro, la potencia infrarroja incidente es representada como  $P_{ir}$  que es constante, y la potencia eléctrica consumida es interpretada como  $P_{BIAS}$ , la cual no es constante.

# 2.4 Modelado de microbolómetros realizados en INAOE

Para diseñar el *readout* de un microbolómetro, primero es necesario conocer las características eléctricas y térmicas de dicho dispositivo. Como se mencionó anteriormente, el presente trabajo consiste en desarrollar un *readout* para microbolómetros producidos en INAOE, los cuales tienen como características principales un alto TCR y una alta resistividad.

Anteriormente se mostró la manera de realizar un modelo que se aproxima al comportamiento real de un microbolómetro, por lo que, el siguiente paso es realizar el modelo tomando en cuenta las características específicas de los microbolómetros fabricados en INAOE.

En la Tabla 2-4 se muestran las características de los microbolómetros desarrollados en [2.1] necesarias para crear el modelo termoeléctrico de éste.

	Planar	Planar	Planar	Sandwich
	structure with	structure with	structure with	structure with
	$a - Si_x Ge_y$ : H	$a - Si_x Ge_y B_z$ : H	$a - Si_x Ge_y B_z$ : H	a – Si <sub>x</sub> Ge <sub>y</sub> : H
Film process	443	479	480	443
Thermal constant	$1.3x10^{-1}$	$3x10^{-3}$	$3.5x10^{-4}$	$1x10^{-4}$
$ au_{TH} [s]$				
Thermal conductance	$3.8x10^{-7}$	$3.2x10^{-6}$	$3.1x10^{-6}$	$4.7x10^{-6}$
$G_{TH}\left[\frac{W}{K}\right]$				
Thermal capacitance	$4.9x10^{-8}$	$1x10^{-8}$	$1x10^{-9}$	$4.7x10^{-10}$
$C_{TH}\left[\frac{J}{K}\right]$				
Cell Resistance	$3.7x10^{8}$	5x10 <sup>6</sup>	2x10 <sup>6</sup>	$1.17x10^{5}$
$R_{cell}[\Omega]$				
$TCR [\%K^{-1}]$	2.7	4.3	2.8	4.3

 Tabla 2-4.
 Caracterización térmica de microbolómetros [1.72.1]

De estos microbolómetros se ha seleccionado el perteneciente al proceso 443 de estructura planar, con el objetivo de estudiar y analizar el comportamiento y factores a tener en cuenta al momento de diseñar el circuito de lectura.

Igualmente se seleccionaron dispositivos de menor resistividad, y mayor TCR, entre otras características. Estos microbolómetros pertenecen a los procesos 1185 y 1189 recientemente fabricados en INAOE [2.4].

Entre las características importantes se encuentran las mostradas en la tabla 2-5:

	Parámetros						
Proceso	Resistencia	TCR	Constante	Material termosensor			
	$[M\Omega]$	$[\% K^{-1}]$	de tiempo				
			[ms]				
1189	14.56	6.83	10	$pm - Si_x Ge_y$ : H			
1185	2.16	5.16	10	$pm - Si_x Ge_y$ : H			

Tabla 2-5 Parámetros de los microbolómetros fabricados recientemente en INAOE [2.4]

Para la construcción del modelo electrotérmico de estos microbolómetros, es necesario obtener los valores de capacitancia y conductancia térmica. El valor de conductancia térmica se puede obtener mediante la ecuación (2-2), descrita anteriormente [2.12, 2.13, 2.14], que por comodidad se muestra nuevamente mediante la ecuación (2-19):

$$G_{th} = 2K \frac{A}{l} \left[ \frac{W}{K} \right]$$
(2-19)

En este caso los brazos del bolómetro se realizaron por medio de tres películas. Cada película tiene un material específico como nitruro de silicio  $(SiN_x)$ , titanio (Ti), y una película final de nitruro de silicio.

Estas contribuciones son de tipo aditivas. Por lo tanto para obtener la conductancia del microbolómetro se puede aplicar la ecuación (2-20):

$$G_{th} = 2\left[K_1\left(\frac{A_1}{l_1} + \frac{A_3}{l_3}\right) + K_2\frac{A_2}{l_2}\right]\left[\frac{W}{K}\right]$$
(2-20)

En la ecuación (2-20) se reemplazan los valores para la longitud de brazo l, coeficiente de conductividad k y área transversal A. La longitud de brazo para cada película es  $l = 60\mu m$ ; mientras que para las películas de nitruro de silicio el coeficiente de conductividad térmica está definido como  $K_1 = 38W/mK$ , donde la primera película tiene un área transversal  $A_1 = 5\mu mx 0.8\mu m$  y la tercera película realizada con el mismo material tiene un área transversal  $A_3 = 5\mu mx 0.2\mu m$ ; de la misma manera, la segunda película tiene un coeficiente de conductividad térmica  $K_2 = 21.9W/mK$  y área transversal  $A_3 = 3\mu mx 0.25\mu m$ . De esta manera reemplazando los valores indicados, se tiene la ecuación (2-21):

$$G_{th_T} = 2 \left[ 38 \left( \frac{5x10^{-6}x0.8x10^{-6}}{64x10^{-6}} + \frac{5x10^{-6}x0.2x10^{-6}}{64x10^{-6}} \right) + 21.9 \frac{3x10^{-6}x0.25x10^{-6}}{64x10^{-6}} \right] \approx 6.45x10^{-6} W/K$$
(2-21)

El inverso del resultado anterior también se puede interpretar como una resistencia térmica de 155.04K $\Omega$ .

El valor de capacitancia térmica se puede obtener al despejar de la ecuación (2-3), reemplazando el valor de conductancia térmica y la constante de tiempo del microbolómetro provista en la Tabla 2-5 (10ms), como se muestra en la ecuación (2-22):

$$C_{th} = \tau * G_{th} \approx 64.5 nF \tag{2-22}$$

De esta manera se han obtenido los parámetros necesarios para realizar los modelos electrotérmicos de los microbolómetros de los procesos 1185 y 1189.

# Funcionamiento del modelo electrotérmico del microbolómetro

Se ha seleccionado el microbolómetro del proceso 1185 para mostrar su funcionamiento mediante una prueba. Las características del microbolómetro 1185 son mostradas nuevamente en la Tabla 2-6.

Referencia	Resistencia	TCR	Capacitancia	Resistencia	Constante
	[Ω]	$[\% K^{-1}]$	térmica [nF]	Térmica	de tiempo
				[K/W]	[ms]
Proceso	2.16 <i>M</i>	5.16	64.5	$155.04x10^3$	10
1185					

Tabla 2-6 Características microbolómetro proceso 1185.

La prueba consiste en exponer el microbolómetro a una potencia incidente de  $1\mu W$  para observar la temperatura final del microbolómetro correspondiente a la potencia incidente. Transcurridos 70*ms* se alimenta por medio de un pulso en el terminal  $V_{bias}$ , para observar la tensión de salida y la temperatura final al incluir el efecto de autocalentamiento. La prueba se realiza en el divisor resistivo de la Figura 2.5, en el cual se identifica al microbolómetro como  $R_{Bol}$  y a una resistencia de referencia  $R_{Ref}$  de igual magnitud a la del microbolómetro a temperatura ambiente.



Figura 2.5 Divisor resistivo usando un microbolómetro.

La temperatura del microbolómetro y la tensión de salida del divisor resistivo se muestran en la Figura 2.6.


Figura 2.6. Comportamiento del modelo electrotérmico del microbolómetro: a) Temperatura en el microbolómetro; b) Tensión de salida del divisor resistivo.

En la Figura 2.6 la temperatura final del bolómetro debido a solo potencia incidente debe encontrarse alrededor de 298.15K, sin embargo al alimentar el circuito, el microbolómetro empieza a consumir energía, generando autocalentamiento y llevando a su temperatura final a 298.21K. Haciendo que la tensión de salida se establezca en 895.04mV, donde la tensión de salida se debe a potencia incidente y calentamiento en el microbolómetro. Es por ello la necesidad de atenuar la contribución de este efecto en la lectura de la tensión de salida.

### 2.5 Conclusiones

La magnitud de la resistencia del microbolómetro tiene un valor dependiente de la potencia de la radiación infrarroja incidente, que es proporcional a la temperatura del cuerpo o fuente radiante. La potencia incidente incrementará o calentará la superficie del microbolómetro a una temperatura T, que determina el valor resistivo del microbolómetro. Sin embargo, se deben tener en cuenta los efectos de calentamiento en el bolómetro que se producen por su polarización, ya que estos contribuyen en el aumento de la temperatura del microbolómetro y por ende en el valor de su resistencia.

El sistema de adecuación o *readout*, debe compensar los efectos no deseados como el autocalentamiento del microbolómetro, para que estos efectos sean atenuados en la lectura.

El uso de un modelo para el microbolómetro que tenga en cuenta su autocalentamiento por polarización, permite que el comportamiento del microbolómetro por medio de simulación se asemeje en mayor manera al comportamiento real del microbolómetro.

Para el diseño del *readout* es importante conocer las características eléctricas y térmicas de los microbolómetros, en éste caso, de los desarrollados en INAOE. Particularmente se seleccionaron 3 diferentes dispositivos pertenecientes a diferentes procesos de fabricación.

El primero corresponde al proceso etiquetado como 443 (tabla 2.4) [2.1], el cual es un dispositivo altamente resistivo y que fue usado con fines exploratorios. Así mismo, se seleccionaron los dispositivos pertenecientes a los procesos 1185 y 1189 (tabla 2.5), recientemente fabricados [2.4], que son de resistencias más bajas y adecuadas para la realización de un *readout*.

#### Referencias

2.1 M. Moreno, *Study of IR un-cooled microbolometer arrays based on thin films deposited by plasma*. Doctoral Thesis, Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, 2008.

2.2 S. Eminoglu, Uncooled infrared focal plane arrays with integrated readout circuitry using mems and standard cmos technologies. PhD Thesis, Middle East Technical University, 2003.

2.3 R. C. Ambrosio, *Research on fabrication proceses for un-cooled microbolometer based on plasma deposited films.* Doctoral thesis, Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, 2005.

2.4 R. Zavala, *Desarrollo de microbolómetros no enfriados basados en silicio polimorfo.* Tesis de Maestría, Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, 2013.

2.5 M. Liger, *Uncooled Carbon microbolometer imager*. PhD Thesis, California Institute of Technology, 2006.

2.6 Q. Xinbo, *Readout microelectronics for microbolometer infrared focal plane array.* PhD thesis, National University of Singapore, 2004.

2.7 Imtiaz Ahmad, Sidra Khalid and Ehsan E. Khawaja, *Filament temperature of low power incandesecent lamps: Stefan-Boltzmann law.* Lat. Am. J. Phys. Educ. Vol. 4, No. 1, Jan. 2010.

2.8 MIKRON, Infrared termometers: Theory and construction.

2.9 A. Cromer, *Física para las ciencias de la vida.* Pág. 254. España: Editorial Reverté, 1994.

2.10 S. Sedky, P. Fiorini, M. Caymax, A. Verbist, C. Baert, *IR bolometers made of polycrystalline silicon germanium*. Proceedings of Sensors and Actuators, Vol. 66, pp. 193-199, 1998.

2.11 S. Kumar, *CCBDI readout circuit for YBaCuO micromachined microbolometers*. PhD Thesis, The university of Texas at Arlington, 2007.

2.12 P. Muralt, *Micromachined infrared detectors based on pyroelectric thin films* Rep. Prog. Phys. 64, pp. 1339–1388, 2001.

2.13 R.K. Bhan, R.S. Saxena, C.R. Jalwania, and S.K. Lomash, *Uncooled infrared microbolometer*. Defence Science Journal, Vol. 59, No. 6, November 2009, pp. 580-589, 2008.

2.14 Woo-Bin Song and Joseph J Talghader, *Design and characterization of adaptive microbolometers*. Institute of Physics publishing, Journal of micromechanics and microengineering, 2006.

# Capítulo 3 Readouts

En este capítulo, se analizarán y diseñarán los dos tipos de *readout*s seleccionados para la adecuación de microbolómetros, que son el *readout* BCDI y el CTIA. Como se mencionó en el primer capítulo, la primera topología se seleccionó debido a su sencillez y bajo consumo de potencia; la segunda topología fue seleccionada porque compensa el efecto de autocalentamiento por polarización, limita la banda de frecuencia para una mejor relación señal a ruido y la ganancia del sistema puede ser modificada por medio del capacitor de retroalimentación.

Inicialmente se mostrarán los factores a tener en cuenta para el diseño de los *readout*s, como la tecnología usada y el tiempo de lectura por pixel; seguidamente, hay una exploración por medio de un divisor resistivo para el microbolómetro del proceso 443 realizado en [3.1]; para finalmente por medio de los *readout*s seleccionados, realizar la adaptación del microbolómetro del proceso 443 y de los microbolómetros de los procesos 1185 y 1189 realizados en [3.2].

## Factores a tener en cuenta para el diseño de readouts

La adecuación de un microbolómetro por medio de un *readout* se encuentra condicionada inicialmente por las características del propio microbolómetro, la tecnología usada y el tipo de arquitectura de direccionamiento, que a su vez determina el tiempo de acceso a cada pixel. A continuación se realiza una descripción de los factores a tenidos en cuenta en el diseño de los *readouts*.

## Tecnología usada

La tecnología utilizada es CMOS UMC  $0.18\mu m$ , debido a su baja tensión de alimentación, baja tensión umbral y longitud de canal mínima en los transistores. Algunas de las características de esta tecnología se muestran en la Tabla 3-1.

Longitud mínima	Constante eléctrica		Tensión umbral		Alimentación
de canal					
<i>l</i> [μ <i>m</i> ]	$K'_n\left[\frac{\mu A}{V^2}\right]$	$K_p'\left[\frac{\mu A}{V^2}\right]$	$V_{TH_n}[V]$	$V_{TH_P}[V]$	$V_{DD}[V]$
0.18	129.06	47.04	0.31	0.455	1.8

Tabla 3-1 Parámetros tecnología CMOS UMC 0.18µm

## Tiempo de lectura

Como se mencionó en el Capítulo 1, la lectura en una matriz de sensores se puede realizar de manera serial (accediendo a un pixel a la vez) o por columnas (leyendo simultáneamente todas las columnas de una fila del arreglo cada vez).

La activación de cada pixel para su lectura se puede realizar por medio de un contador, controlado por una señal de reloj, donde la frecuencia del bit menor del contador será la mitad de la señal de reloj. El contador se encontrará subdividido en registros para el direccionamiento de lectura a un pixel en específico. La cantidad de registros usados depende de la manera en que se acceda a cada pixel, esta se puede realizar accediendo directamente a cada pixel o a agrupaciones de estos.

Cuando el acceso se realiza directamente, solo es necesario un contador de acceso para la activación de un pixel específico; por ejemplo, cuando la

#### Capítulo 3. Readouts

lectura es por columnas y se desean leer todas las columnas simultáneamente, solo se necesita un registro para el desplazamiento a través de las filas.

En el caso que se desee un direccionamiento por columnas leyendo por grupos de columnas o canales, (cada grupo contiene un número de pixeles a leer), es necesario el uso de dos registros: un registro que controle el desplazamiento por las filas y un registro para la selección de los canales o grupos de columnas. A su vez, se puede seleccionar un tipo de transmisión serial o paralela para los pixeles pertenecientes a cada grupo. En el caso de la transmisión paralela, la lectura es simultánea para los pixeles pertenecientes al mismo grupo de columnas o canal, por lo tanto no se requiere un registro adicional; sin embargo, en el caso de comunicación serial es necesario un registro que controle el acceso pixel por pixel en el grupo.

De esta manera, la distribución de los bits a manejar por el direccionamiento, se puede organizar por los registros necesarios para realizar el acceso deseado a los pixeles. A continuación se muestra la distribución del direccionamiento para el acceso a pixeles en base a [3.3]:



Cada sección del contador hace referencia a los registros necesarios a usar. Los bits dedicados a las filas, identifican el número total de filas del arreglo para realizar la lectura por columnas; los canales corresponden a la cantidad de grupos de columnas en que se desean congregar los pixeles; finalmente, la transmisión hace referencia si la transferencia de datos al DAC se realizará de manera paralela o serial, en el caso que sea tipo paralela no es necesario el uso de este registro. Por ejemplo, para el caso que se requiera para una matriz de 64x64 microbolómetros, una lectura por columna por medio de cuatro canales y envío de paquetes serial, el reloj maestro debería tener la siguiente distribución de bits:

6 bits	2 bits	4 bits
Filas=64	Canales=4	Pixeles por canal=16

Cada casilla representa el número de bits necesarios para obtener la distribución deseada. 6 bits para un el desplazamiento a través de un total de 64 filas; 2 para los cuatro canales deseados. Como la lectura se desea agrupar en cuatro canales, cada canal contiene 16 pixeles, por lo tanto es necesario el uso de 4 bits para la transmisión serial.

Como un segundo ejemplo, si se desea realizar una lectura por columnas por medio de cuatro canales y envío de paquetes en paralelo, dado que la transmisión es de tipo paralelo, no se necesitará un registro dedicado para la transmisión. La distribución de bits del contador será de la siguiente manera:



Así el contador deberá tener 8 bits, lo que da un total de 128 ciclos de su bit menor para un *frame*, si se desean 30 *frames* por segundo serán 3840 ciclos, para una frecuencia de 3.84KHz o período de 260.42µs, para el bit menor del contador. Dejando así que el tiempo de acceso al pixel de 130.21µs.

## Tiempo de lectura seleccionado

Para la realización de las pruebas de los *readout*s, se ha tomado la lectura por columnas por medio de dos canales y transmisión de manera paralela para una matriz de 64x64 microbolómetros. A continuación se muestra la distribución de bits del contador respectiva para esta forma de lectura:



Así la lectura requiere el uso de dos registros: un registro de 6 bits para acceder a cada una de las 64 filas del arreglo y un registro de 1 bit para realizar la selección de los dos canales a leer, donde cada canal se compone de 32 pixeles, para los cuales la lectura es simultánea por ser de tipo paralelo. De esta manera para el contador de 7 bits, hay 128 combinaciones diferentes, lo que permite a cada pixel, un tiempo de activación y lectura de 260µs aproximadamente, que es la mitad del período del bit más rápido del contador.

## Divisor resistivo

Como se mencionó anteriormente, se realizará una adecuación de tipo exploratoria para el microbolómetro del proceso 443 desarrollado en [3.1] por medio de un divisor resistivo. Teniendo en cuenta las características del microbolómetro y tomando el valor de su TCR de la Tabla 2-1, se procedió a aplicar su modelo electrotérmico representándolo como  $R_{Bol}$  para el divisor resistivo de la Figura 3.1, en el cual la resistencia de referencia  $R_{Ref}$  tiene el mismo valor de la resistencia del microbolómetro a temperatura ambiente (370 $M\Omega$ ).



Figura 3.1 Divisor resistivo.

Para observar cómo varían la tensión de salida y la corriente respecto a la potencia incidente, se hizo un barrido de potencia incidente sobre el microbolómetro de 0 a  $2\mu$ W, lo cual equivale a la temperatura ambiente (298K=25°C) y a una temperatura sensada para un cuerpo negro de 350.46K (80.46°C). Se obtuvieron así los resultados ilustrados en la Figura 3.2



Figura 3.2 Tensión de salida divisor resistivo

El rango de tensión de salida está acotado por:

$$0.83505V \le V_{out} \le 0.9 V \tag{3-1}$$

Por lo tanto se tiene un rango de tensión de salida de 64.95mV.

Las observaciones realizadas para este divisor resistivo se hacen con el fin de realizar la adecuación incluyendo un capacitor conectado en el nodo de salida, como se muestra en la Figura 3.3.



Figura 3.3. Divisor resistivo con capacitor en el nodo de salida.

Por medio de este capacitor se desempeña el filtrado en frecuencia para el nodo de salida. La tensión de salida para una entrada pulso de amplitud  $V_{DD}$  al incluir el capacitor se muestra en la ecuación (3-2);

$$V_{out}(s) = \frac{V_{DD} \left( \frac{R_{Bol}}{R_{Ref} + R_{Bol}} \right)}{s[s(R_{Ref} / / R_{Bol})C + 1]}$$
(3-2)

De esta manera, el comportamiento de la tensión de salida en el dominio del tiempo es como se muestra en la ecuación (3-3):

Capítulo 3. Readouts

$$V_{out}(t) = \frac{V_{DD}R_{Bol}}{R_{Ref} + R_{Bol}} \left[ 1 - e^{-\frac{1}{(R_{Bol}//R_{Ref})C^{*t}}} \right] [V]$$
(3-3)

Como se ve en la ecuación (3-3), el capacitor empezará a cargarse durante el tiempo de lectura hasta que, con el transcurso del tiempo, el efecto transitorio en la tensión de salida correspondiente al término exponencial en la ecuación (3-3) sea despreciable. Para conocer este tiempo es necesario saber la constante de tiempo de carga, que en este caso se expresa como:

$$\tau = (R_{Bol} / / R_{Ref})C \tag{3-4}$$

Cuando el tiempo transcurrido es igual a  $5\tau$ , la magnitud del término exponencial, es de  $6.74x10^{-3}$ , lo cual en la ecuación (3-3) para los términos entre paréntesis, al compararlo con la unidad es despreciable. En otras palabras la tensión de salida ha alcanzado el 99% de su valor final. Así, un tiempo de transcurso de  $5\tau$  garantiza que la tensión de salida se ha estabilizado.

Es por ello que se debe garantizar que la constante de tiempo de carga en el nodo de salida sea lo suficientemente pequeña para que el capacitor llegue a su tensión de carga final antes de finalizar el tiempo de lectura. Así, la tensión final es impuesta por el divisor resistivo y ocurre cuando las corrientes en la resistencia de referencia y el microbolómetro son iguales.

Debido a que el capacitor a la salida no debe afectar el rango de tensión del divisor resistivo, la sensibilidad a la salida es aproximadamente de:

$$Sensbilidad = \frac{0.06495 \, V}{55.46 \, K} = 1.17 \, \frac{mV}{K} \tag{3-5}$$

La anterior ecuación representa que a cada grado de temperatura sensado en la escala Kelvin, corresponderá una variación de 1.17mV a la salida. Para que este rango de salida pueda ser interpretado de mejor manera por un DAC y conseguir una mayor resolución, es necesario aplicar como mejora una etapa de amplificación.

#### 3.1 *Readout* BCDI (Bolometer current direct injection)

El circuito propuesto en la sección 1.6.4 es una opción muy sencilla a usar como *readout*; sin embargo, la polarización no debería ser continua debido al consumo de potencia de todo el sistema y calentamiento del microbolómetro. Por ello, es necesaria la inserción de transistores que funcionen como interruptores en el circuito, que permitan controlar los tiempos de lectura, como se muestra en la Figura 3.4.



Figura 3.4. *Readout* BCDI (Bolometer current direct injection).

Los terminales *Ref Bias* y *Ref sel*, representan los terminales de polarización del transistor PMOS ( $M_{Ref}$ ) y de la rama de referencia, para la activación del

dispositivo de referencia. De manera similar, los terminales Pixel Bias y Pixel sel, son los terminales usados para la activación del transistor NMOS  $(M_{Bol})$  y de la rama del microbolómetro, donde *Pixel sel* puede ser llevado a tierra, al igual que el terminal  $V_{rst}$ , que es el encargado de proporcionar una tensión inicial para el capacitor en el nodo de salida en cada tiempo de lectura o activación del pixel y su referencia. Las señales de activación, son de tipo pulso de amplitud  $V_{DD}$ , y determinan un tiempo de lectura de 260.4µs al pixel. Así, durante el tiempo de lectura del pixel, Ref sel tendrá un valor de  $V_{DD}$  (1.8V),  $M_{Bol}$  estará activo con *Pixel Bias* a un valor de  $V_{DD}$  y  $M_{Ref}$  se activará a un valor de 0V en Ref Bias.

A continuación se determinarán las corrientes máximas que pueden fluir por el *readout*. Para el caso del transistor de la rama de referencia  $M_{Ref}$ , con la señal  $V_{Ref Bias}$  en su compuerta, estará apagado cuando esta señal tenga un valor  $V_{DD}$ y encendído para un valor de 0V. De esta manera, la corriente máxima se determina a través de las ecuaciones (3-6) y (3-7).

$$V_{SG} \ge |V_{THP}| = = VS \ge V_{Ref Bias} + |V_{THP}|$$
(3-6)

$$i_{M_{Ref}} \le \frac{V_{DD} - V_{Ref Bias} - |V_{THP}|}{R_{Ref}}$$
(3-7)

Así la corriente máxima para el transistor  $M_{Ref}$  será:

$$i_{m\acute{a}x_{M_{Ref}}} \approx \frac{(1.8 - 0.455)V}{370M\Omega} \approx 3.64 \, nA$$
 (3-8)

Esta será la corriente máxima antes de que el transistor  $M_{Ref}$  se apague. En cuanto al transistor  $M_{Bol}$ , se puede suponer que la tensión en la terminal de fuente es aproximadamente la tensión de salida del divisor resistivo, debido a

que la tensión *overdrive* del transistor es muy pequeña. Así, se puede comprobar que para la máxima tensión de salida (cuando no hay potencia incidente), al activar el transistor  $M_{Bol}$  (cuando la señal *Pixel Bias* es 1.8*V*), este opera adecuadamente, como se muestra en la ecuación (3-9):

$$V_{GS} \ge V_{THn} = > 1.8V - 0.9V \ge 0.31V = > 0.9V > 0.31V$$
 (3-9)

A mayor potencia incidente, la tensión en el nodo de salida será menor y también la tensión en la fuente de  $M_{Bol}$ , permitiendo que este se mantenga encendido durante el período de lectura.

Para obtener la máxima corriente posible que fluiría al tener una máxima exposición a potencia infrarroja absorbida, se obtiene el valor de resistencia mínimo en el intervalo de temperatura de interés,  $R_{Bol_{min}} \approx 320.19 M\Omega$ . Así, la corriente máxima a manejar la muestra la ecuación (3-10):

$$i_{m\acute{a}x} \approx \frac{1.8}{R_{ref} + R_{Bol_{min}}} \approx 2.6 \, nA \tag{3-10}$$

Debido a que esta corriente es de menor magnitud que la corriente máxima que puede manejar el transistor  $M_{Ref}$ , se garantiza el comportamiento adecuado de los transistores para el rango de temperaturas seleccionado.

De manera general para una adecuación con un bolómetro de diferentes características se debe cumplir que:

$$i_{m \acute{a} x} \le i_{m \acute{a} x_{M_{Ref}}} \tag{3-11}$$

Lo que lleva a la determinación de una resistencia mínima del bolómetro para que el circuito funcione adecuadamente:

$$R_{Bol_{min}} \ge R_{Ref} \left[ \frac{V_{DD}}{V_{DD} - |V_{TH_P}|} - 1 \right]$$
(3-12)

Por lo tanto el circuito debe funcionar para el intervalo de temperatura seleccionado.

#### 3.1.1 Selección del valor de la capacitancia

Una vez determinado el rango de salida y los cambios que se desean sensar, se puede obtener el valor de la capacitancia adecuada que irá en el nodo de salida. Debido a que el capacitor se cargará al valor de tensión final determinado por la potencia incidente, se debe conocer el intervalo de tiempo en el cual se desea que la salida esté lista. Para ello es necesario tener en cuenta el tiempo de lectura que tendrá cada pixel.

El valor máximo de tensión a la salida corresponde al equilibrio térmico, es decir cuando no hay potencia incidente en el microbolómetro, la resistencia del microbolómetro es igual a la resistencia de referencia, por lo tanto, la tensión de salida será 0.9V, que es la mitad del valor de la tensión de alimentación. Sin embargo, cuando la resistencia del microbolómetro es mínima, que es el caso de mayor potencia incidente, el tiempo de carga del capacitor será mayor que en la condición de equilibrio térmico. Los cálculos de tiempo de carga del capacitor se toman como 230µs, para evitar posibles glitches de corriente hacia el capacitor.

Como se mencionó anteriormente la tensión de salida se establecerá después de un tiempo transcurrido igual a  $5\tau$ . Si se desea que el valor de tensión final se haya establecido para leerse al final del tiempo de lectura, se debe cumplir que la constante de tiempo de carga cumpla con:

$$t = \frac{t_{lectura}}{5} = 46\mu s$$

(3-13)

Por lo tanto, la capacitancia máxima a usar será aproximadamente de:

$$C_{max} = \frac{\tau}{R_{min}} \approx 0.26 pF \tag{3-14}$$

De la ecuación (3-14) se obtiene la máxima capacitancia a usar. Si se selecciona un valor de menor magnitud, el tiempo de respuesta será más rápido, pero implica la frecuencia de corte aumentará filtrando menor cantidad de ruido.

Una vez realizados los cálculos necesarios, se diseñó el *readout* para las condiciones establecidas anteriormente. La Figura 3.5 muestra la tensión de salida para un intervalo de 0 a 2µW de potencia de radiación incidente.



Figura 3.5 Tensión de salida del *readout* BCDI para diferentes potencias incidentes.

Como se había predicho, la tensión de salida va disminuyendo a medida que la potencia incidente aumenta.

Para realizar las pruebas del *readout*, se utilizó el modelo electrotérmico mencionado en el capítulo anterior. En la Figura 3.6 se muestran las tensiones de salida para diferentes potencias infrarrojas incidentes para cuatro casos: en primera instancia el caso ideal, es decir el comportamiento teórico del *readout*; en segundo lugar la tensión de salida del *readout* sin tener en cuenta calentamiento en el microbolómetro; en tercer lugar, teniendo en cuenta el calentamiento; finalmente, en última instancia, el caso en el que se utiliza un microbolómetro aislado a la potencia incidente como dispositivo de referencia, y que por tanto, también sufre el calentamiento debido a polarización.



Figura 3.6 Tensión de salida BCDI

El error relativo con respecto al caso ideal se ilustra en la Figura 3.7, donde se puede observar que al utilizar un microbolómetro aislado como dispositivo de referencia el comportamiento se aproxima más al ideal.



Figura 3.7 Errores relativos BCDI.

En el caso de que se desee utilizar un contador de 8 bits, el tiempo de acceso al pixel a 65µs. En este caso el capacitor a la salida deberá ser aproximadamente de 0.07pF. La disminución del tiempo de lectura directamente afecta a la magnitud del capacitor necesaria en el nodo de salida. Para magnitudes de capacitancias pequeñas, el efecto de las capacitancias parásitas por interconexiones afectará en mayor proporción a la magnitud de capacitancia esperada.

#### 3.2 *Readout* CTIA (Capacitive transimpedance amplifier)

El principio básico de funcionamiento del *readout* CTIA basado en un amplificador de transimpedancia capacitiva CTIA, se explicó en el Capítulo 1 en el apartado 1.6.5 y se muestra de nuevo su circuito esquemático en la Figura 3.8. Al igual que en el *readout* anterior, se añadieron los transistores

#### Capítulo 3. Readouts

 $M_{Bol}$  y  $M_{Ref}$  actuando como interruptores, para evitar el consumo continuo de potencia y permitir el direccionamiento del pixel. El principio de funcionamiento se basa en la resta de corriente entre las ramas sensora y de referencia; esta diferencia de corriente es integrada por el capacitor de retroalimentación. Esta resta de corriente se origina cuando las señales de control *Pixel Bias* y *Ref Bias* polarizan a los transistores de cada rama permitiendo que fluya corriente por ellas, mientras el terminal *Ref sel* polariza la rama a un valor de tensión de alimentación  $V_{DD}$ , y *Pixel sel* es llevado a una tensión de 0V. Estas señales son de tipo pulso, permitiendo un tiempo de lectura de 260µs al pixel, como se mencionó anteriormente.



Figura 3.8. Readout CTIA (Capacitive transimpedance amplifier).

Como ya se mencionó, este *readout* tiene como principal característica fijar el voltaje del nodo entre la referencia y el microbolómetro (nodo X en la Figura 3.8) desempeñando el papel de tierra virtual. De esta manera, la potencia consumida por el microbolómetro sensor y el dispositivo de referencia son similares, al igual que el efecto de calentamiento que experimentan.

El valor de tensión a la cual se fija el nodo X depende del valor de la tensión de referencia  $V_{rst}$ . Si éste se fija a un valor igual a la mitad de la tensión de alimentación (0.9V), idealmente la corriente en cada rama será igual cuando

no haya potencia incidente sobre el microbolómetro sensor, debido a que las ramas están equilibradas con el mismo valor resistivo como carga.

Además, los *switches*  $S_1$  y  $S_2$  aseguran que no haya flujo de corriente por el capacitor antes del período de lectura. El *switch*  $S_1$  se encarga de comunicar el pixel con el *readout* como se ve en la Figura 3.8 (el *readout* es compartido por los pixeles perteneciente a la misma columna en el arreglo). Antes del tiempo de lectura, el *switch*  $S_1$  está abierto para evitar el flujo de posibles corrientes de fuga hacia el capacitor integrador, mientras el *switch*  $S_2$  permanece cerrado haciendo que el capacitor sea cargado al valor de tensión  $V_{rst}$ . Al inicio del tiempo de lectura (activación de los transistores  $M_{Ref}$  y  $M_{Bol}$ ), por un intervalo pequeño de tiempo (en este caso 20µs), el *switch*  $S_1$  permanece abierto y  $S_2$  permanece cerrado para evitar el paso de posibles glitches hacia el capacitor cuando el contador desplaza la lectura de pixeles entre fila y fila; después de este intervalo de tiempo, el *switch*  $S_1$  se cierra y el *switch*  $S_2$  se abre para permitir el paso de corriente al capacitor. Una vez terminado el ciclo de lectura el *switch*  $S_2$  cargará nuevamente el capacitor al valor de tensión  $V_{rst}$  y  $S_1$  se abirrá.

Para la implementación de este *readout* es necesario diseñar un amplificador acorde a las especficiaciones de este circuito. En la siguiente sección se realiza una breve explicación sobre el diseño, algunos factores a tener en cuenta y características del amplificador.

#### 3.2.1 Diseño del amplificador

El amplificador utilizado es un par diferencial de dos etapas con salida única, como se observar en la Figura 3.9.



Figura 3.9. Par diferencial MOS de dos etapas con salida única.

A continuación se presenta un análisis sobre los parámetros de diseño y características del amplificador [3.4, 3.5, 3.6].

#### Ganancia del par diferencial de dos etapas con salida única

La función de transferencia del amplificador es como se muestra en la ecuación (3-14):

$$A_{\nu}(s) = \frac{(g_{m1} r_{02} / / r_{04}) (g_{m6} r_{06} / / r_{07}) \left(s - \frac{g_{m6}}{C_c}\right)}{(s + r_{02} / / r_{04} C_{01}) \left(s + \frac{g_{m6}}{C_t}\right)}$$
(3-15)

De la anterior ecuación, se muestra que la ganancia en DC del amplificador está determinada por  $(g_{m1} r_{02}//r_{04}) (g_{m6} r_{06}//r_{07})$  que es la multiplicación entre las ganancias determinadas por la primera y segunda etapa del amplificador.

Por practicidad, se ha realizado el análisis de polos y ceros incluyendo la capacitancia de compensación de valor  $C_c$ . La función de transferencia incluye un cero, de valor  $g_{m6}/C_c$ , determinado por la transconductancia del transistor  $M_6$  y la capacitancia de compensación  $C_c$ . Los polos de la función de transferencia, corresponden a los polos de salida de la primera y de la

segunda etapa del amplificador. El polo de salida de la primera etapa es de valor  $(r_{02}//r_{04}C_{01})$ ; donde  $c_{o1}$  se encuentra conformado por las capacitancias parásitas asociadas a la salida de la primera etapa y la capacitancia de compensación, así:

$$C_{o1} = C_{DB4} + C_{DB2} + C_{GD2} + (1 + 1/g_{m4}r_{04}//r_{02}) C_{GD4}$$

$$+ (1 + g_{m4}r_{06}//r_{07})C_c$$
(3-16)

El polo de salida de la segunda etapa corresponde a  $\binom{g_{m6}}{C_L}$ , cuando la capacitancia de carga es de valor  $C_L$ .

## Criterios de diseño

El amplificador se diseñó en la tecnología UMC de 0.18µm y alimentación de 1.8V. Un aspecto fundamental para realizar el diseño de un circuito se basa en las corrientes que deben manejar los dispositivos; en este caso las limitaciones que se observan para la corriente se encuentran determinadas por el consumo de baja potencia, y a su vez, si se tiene en cuenta que la ubicación del polo no dominante depende la transconductancia del transistor  $M_6$ , se puede asemejar la magnitud de corriente que se debe manejar para lograr una ubicación del segundo polo lo suficientemente alejada del primero, logrando que el comportamiento del amplificador sea de polo unitario para un rango de frecuencias deseado. También, el nivel de corriente determinará el comportamiento de slew rate del amplificador. Este amplificador será diseñado principalmente para señales de cambios de temperatura, las cuales no tienen un cambio tan rápido, sin embargo los tiempos de operación para el amplificador dependerán principalmente del tiempo de lectura. La corriente considerada para este diseño se ajustará para que cumpla con el requisito que con una capacitancia de carga de 1pF, su tiempo de carga y descarga sea cinco veces menor que el tiempo de lectura del pixel, como se expresa en la siguiente ecuación:

$$t_{carga-descarga} \le \frac{t_{lectura_{pixel}}}{5} \approx 52.08\mu s$$
(3-17)

El *slew rate* para este amplificador se puede obtener como:

$$SR = \frac{I}{C_L} \tag{3-18}$$

De manera ideal, el cambio máximo en tensión a la salida es de 0.9V. Este cambio máximo se obtiene teniendo en cuenta que: la tensión de salida tendrá un valor de 1.8V (correspondiente a la máxima potencia incidente) y al inicio de cada tiempo de lectura la tensión de salida se encontrará centrada en 0.9V; también para obtener el cambo máximo de tensión a la salida como 0.9V, se desprecia la tensión en los transistores  $M_6$  y  $M_7$  de la etapa de salida del amplificador..

Tomando el máximo valor de tensión de salida para el caso ideal (0.9V) y el tiempo de carga-descarga citado de  $52.08\mu s$ , sería necesario un *slew rate* de aproximadamente 17.2 V/ms. Por lo tanto de la ecuación (3-18) se obtendría el valor de la corriente a fluir para garantizar las condiciones anteriores:

$$I \ge SRxC_L \approx 17.2nA \tag{3-19}$$

De esta manera, para garantizar el total cumplimiento de la situación anterior y que el *slew rate* no limite el cambio máximo de la señal de tensión a la salida, se asumirá una corriente de polarización de 20µA. De esta manera, la potencia a consumir por el amplificador se puede expresar como:

$$P = (V_{DD} - V_{SS})(I_{M5} + I_{M6} + I_{REF}) \approx 90\mu W$$
(3-20)

80

El rango de tensión de modo común no necesariamente debe ser exigente, debido a que este amplificador funcionará a una tensión de modo común fija alrededor de 0.9*V*, sin embargo será lo suficientemente amplio, debido a que las tensiones *overdrive* de los transistores de entrada del par serán pequeñas y similares al manejado por el transistor M5, que brinda la corriente de polarización al par. Tomando las tensiones *overdrive* de 200mV, se puede hacer el cálculo de sus dimensiones, por medio de la ecuación (3-21):

$$\frac{W}{L} = \frac{I_D}{K' V_{ov}^2} \tag{3-21}$$

Donde  $I_D$  representa la corriente a fluir por el transistor,  $V_{ov}$  su tensión de *overdrive* y K' representa el producto de la movilidad efectiva de los portadores de carga  $\mu_n$  y la capacitancia del óxido del transistor.

Los dimensionamientos de los transistores que conforman el amplificador se muestran en la siguiente tabla:

Transistor	W/L
<i>M</i> <sub>1</sub> , <i>M</i> <sub>2</sub>	1.08
$M_3, M_4$	2.42
M <sub>5</sub> , M <sub>7</sub>	11.88
$M_6, M_8$	4.4

Tabla 3-2 Dimensionamiento de los transistores del amplificador diseñado.

Con los valores determinados se obtuvo un total de potencia consumida por el amplificador de  $87.59\mu W$ . A continuación se detallan las características principales del amplificador diseñado.

#### Rango modo común

El rango de la señal en modo común está determinado por el intervalo de entrada en modo común, en el cual el amplificador opera de manera adecuada.

El valor más bajo de modo común se encuentra determinado por la necesidad que exige el transistor  $M_5$  para surtir la corriente de polarización necesaria y mantenerse en saturación, para ello se tiene:

$$V_{CM_{MIN}} = V_{OV_{M5}} + V_{OV_{M1,2}} + V_{Tn}$$
(3-22)

Los valores de tensión *overdrive* obtenidos por simulación para los transistores  $M_1$  y  $M_2$  fueron 175.2mV y para el transistor  $M_5$  fue 177.54mV y el valor de tensión umbral tomado para los transistores nmos es 0.31V. De esta manera el valor mínimo de modo común es  $V_{CM_{MIN}} \approx 662.7mV$ .

El valor máximo de modo común está determinado para que  $M_1$  y  $M_2$  permanezcan en saturación.

$$V_{CM_{MAX}} = V_{DD} - V_{ov_{M3,4}} + V_{Tn}$$
(3-23)

En donde el valor de  $V_{ov_{M3,4}}$  se obtuvo por simulación como 235.25*mV*. Por lo tanto se obtiene que  $V_{CM_{MAX}} \approx 1.87V$ . De esta manera, se tiene el intervalo para la entrada de modo común como:

$$662.7mV \le V_{CM} \le 1.87 V \tag{3-24}$$

A pesar de que el amplificador funciona adecuadamente para el intervalo de tensiones de modo común que se menciona anteriormente, el nivel de DC a la salida varía a medida que la tensión en modo común se modifica. El

comportamiento del nivel de salida en DC al variar la tensión en modo común se puede observar en la Figura 3.10.



Figura 3.10. Nivel de salida con variación de tensión en modo común.

De la figura anterior, se puede obtener la ganancia en modo común como la pendiente de esta gráfica. Para este caso por medio de simulación se obtuvo aproximadamente de 0.867 V/V.

## Rango de tensión a la salida

El rango de señal a la salida está limitado por mantener saturados a los transistores  $M_6$  y  $M_7$ :

$$V_{OV_{M_6}} \le v_o \le V_{DD} - V_{OV_{M_7}} \tag{3-25}$$

Reemplazando los valores obtenidos por simulación para  $V_{OV_{M6}}$  de 181.79mV y para  $V_{OV_{M7}}$  de 238.58mV, se tiene:

$$181.79mV \le v_0 \le 1.56 \, V \tag{3-26}$$

## Ganancia del amplificador en lazo abierto

La curva de amplificación relaciona la variación de tensión diferencial a la entrada y el intervalo de amplificación a la salida en lazo abierto. Para este amplificador se ha caracterizado introduciendo una pequeña variación en DC en la señal de entrada, de dicha prueba se obtiene la Figura 3.11.



Figura 3.11. Rango de tensión de salida (Curva de amplificación).

De la anterior figura se obtuvo la ganancia en lazo abierto para el amplificador como  $2.26x10^3 V/V \approx 67.08 dB$ .

## Slew rate

El slew rate del amplificador se verificó al ubicar en la entrada una señal escalón y observar el máximo cambio de la señal a la salida, mientras el

amplificador se encuentra conectado como seguidor o buffer y con una capacitancia de carga de 1pF.



Figura 3.12. Slew rate del amplificador diseñado

Por lo tanto, de las pruebas se puede obtener el slew rate del amplificador:

$$SR \approx 9.54 V/\mu S \tag{3-27}$$

El *slew rate* obtenido es el adecuado para las condiciones de diseño mencionadas anteriormente.

Las resistencias de entrada y salida del amplificador se obtuvieron por simulación del amplificador en lazo abierto. Los valores obtenidos se muestran en la ecuación (3-28):

$$R_{in} \approx 1 x 10^{20} \Omega, \ R_{out} \approx 253.5225 K \Omega$$
 (3-28)

También se obtuvieron diferentes características del amplificador en el dominio de la frecuencia, como la ganancia en dominio de la frecuencia, PSRR y CMRR. Las cuales se muestran a continuación.

## Características en frecuencia

La respuesta en frecuencia del amplificador con un valor de capacitancia de compensación seleccionada de 1pF y una capacitancia de carga de igual valor se observa en la Figura 3.13.



Figura 3.13. Respuesta en frecuencia del amplificador para una capacitancia de carga y de compensación de 1pF.

Las características en frecuencia del amplificador se encuentran determinadas por una ganancia en DC de 67.08dB, frecuencia de corte de 3.03kHz y margen de fase de  $53.35^{\circ}$ , para una frecuencia de ganancia unitaria a 6.67MHz.

## CMRR (Common Mode rejection ratio)

Para evaluar el desempeño del rechazo a modo común del amplificador, inicialmente se obtuvo la ganancia para una señal de entrada común a las entradas del amplificador, obteniendo una ganancia mencionada anteriormente de 0.867V/V. Teniendo en cuenta la ganancia para señal diferencial del amplificador de  $2.26x10^3 V/V$ , se puede obtener el valor del CMRR para bajas frecuencias como:

$$CMRR = 20Log\left(\frac{A_{vdif}}{A_{vcommon}}\right) \approx 68.32dB$$
 (3-29)

Sin embargo, el comportamiento del CMRR varía con la frecuencia, como se ilustra en la Figura 3.14.



Figura 3.14. Comportamiento del CMRR en frecuencia.

Como se puede observar, a medida que la ganancia diferencial disminuye debido a la aparición de los polos, el rechazo de modo común también lo hace. Sin embargo, el rechazo a señales en modo común por parte del amplificador se mantiene aproximadamente constante con un valor de 68.329dB hasta una frecuencia de corte de 2.25MHz donde empieza a disminuir su valor.

# PSRR (Power Supply Rejection Ratio)

El factor de rechazo a variaciones en los terminales de alimentación, se ha caracterizado también en frecuencia, para la tensión de alimentación  $V_{DD}$  y la tensión de 0V o tierra del sistema. Los resultados se muestran en las figuras Figura 3.15 y Figura 3.16.



Figura 3.15. Rechazo a variaciones en tensión de alimentación en el terminal  $V_{DD}$  (PSRR+).

.



Figura 3.16. Rechazo a variaciones en tensión de alimentación en el terminal de tierra (PSRR-).

El valor obtenido en DC para el PSRR+ es de 84.44dB y decrece para una frecuencia de 421.9Hz. Para el PSRR- se obtuvo un valor en DC de 118.6dB y una frecuencia de corte de 335.77Hz.

Por último, las características principales del amplificador se resumen en la Tabla 3-3.

Parámetro	Valor	
Ganancia	67.09 <i>dB</i>	
Margen de fase	$53.35^{\circ}$ @Cload = 1pF	
Frecuencia de corte	3.03 <i>kHz</i>	
Frecuencia de ganancia unitaria	6.67 <i>MHz</i>	
Resistencia de entrada	10 <sup>15</sup> Ω	
Resistencia de salida	253.52 kΩ	
Potencia disipada	87.59µW	
Rango de tensión en modo común	$662.7mV \le V_{CM} \le 1.87 V$	

Tabla 3-3 Características del amplificador

Rango de tensión a la salida	$181.79mV \le v_o \le 1.56V$
Slew rate	9.54V/µs
CMRR	68.33 <i>dB</i> @DC
PSRR+	84.44 <i>dB</i> @DC
PSRR-	118.6 <i>dB</i> @DC

### Prueba de readout

Una vez diseñado y caracterizado el amplificador, se incluyó en el *readout* CTIA (Figura 3.8).

Para calcular el valor de la capacitancia de retroalimentación se debe tener en cuenta el comportamiento de un capacitor, que se puede describir mediante la ecuación (3-30):

$$I_C = C \frac{\Delta V}{\Delta t} \to C = I_C \frac{\Delta t}{\Delta V}$$
(3-30)

El valor de  $\Delta V$  es el valor máximo al cual se cargará la capacitancia. Idealmente, iría desde la condición en equilibrio térmico ( $V_0 = 0.9V$ ), hasta la tensión de alimentación ( $V_{DD} = 1.8V$ ), por lo tanto  $\Delta V = 0.9V$ . El siguiente factor a tener en cuenta es el tiempo de lectura, que se ha determinado como  $\Delta t = 230 \mu s$ ; finalmente, para conocer la corriente que circulará por el capacitor, se debe determinar el rango de potencia incidente a adecuar.

Como ya se mencionó, el rango de potencia considerado varía entre 0 y  $2\mu W$ . A partir de estos valores se puede conocer el valor de la magnitud de corriente que circulará por el capacitor. Inicialmente se debe calcular la temperatura en la superficie del microbolómetro para la potencia incidente, con esta se puede obtener el valor de la resistencia del microbolómetro y así

calcular la temperatura final al incluir el incremento de temperatura del efecto de calentamiento por polarización.

El incremento de temperatura en la superficie del microbolómetro para el caso de mayor potencia incidente será de:

$$\Delta T = \frac{P_{ir}}{G_{TH}} = 5.2632K \tag{3-31}$$

Para una temperatura total en la superficie del microbolómetro de 303.2632K, a temperatura ambiente de  $298K(25^{\circ}C)$ . Así, la resistencia del microbolómetro será aproximadamente  $320.18M\Omega$ , con lo cual se podrá recalcular la temperatura final en la superficie del microbolómetro teniendo en cuenta el incremento de temperatura debido al calentamiento por polarización. Por lo tanto, al incluir el incremento en temperatura por efecto de calentamiento, la temperatura final para este caso es aproximadamente:

$$T = T_0 + \frac{P_{ir}}{G_{TH}} + \frac{P_{BIAS}}{G_{TH}(1 + \omega^2 \tau^2)^{\frac{1}{2}}} = 303.2687K$$
(3-32)

De esta manera, la resistencia equivalente del microbolómetro para una potencia incidente de  $2\mu W$  es  $320.14M\Omega$  al incluir el efecto de calentamiento. Así, se pueden determinar las máximas corrientes a circular por el capacitor. La corriente que fluye a través del microbolómetro es:

$$i_{Bol} \approx 2.8113 nA$$

Se pueden calcular las corrientes mínima y máxima que fluirán por el dispositivo de referencia para dos casos: cuando se usa un microbolómetro aislado como dispositivo de referencia y cuando la polarización no afecta la resistencia del dispositivo de referencia que es el caso ideal; de esta manera las corrientes son:

(3-33)

$$i_{max} \approx 2.4328 nA \tag{3-34}$$

$$i_{min} \approx 2.4324 \, nA \, (sin \, calentamiento)$$
 (3-35)

Así, la corriente máxima que fluirá por el capacitor para el primer caso se muestra en la ecuación (3-36) y para el segundo caso en la ecuación (3-37):

$$\Delta i_{calentamiento} \approx 0.3785 nA \tag{3-36}$$

$$\Delta i_{referencia\ ideal} \approx 0.3789 nA \tag{3-37}$$

Idealmente el rango de tensión a la salida es 0.9V, sin embargo, este es reducido por los transistores a la salida del opamp. El cálculo de la magnitud de la capacitancia necesaria se realiza para un rango de 0.8V, teniendo en cuenta el consumo de tensión por los transistores de salida del opamp y un tiempo de integración de  $230\mu s$ , ya que el proceso de integración de la corriente no ocupará completamente  $250\mu s$  para evitar posibles glitches de corriente hacia el capacitor y permitiendo  $20\mu s$  para que el *readout* cambie de una fila a otra durante la lectura. Teniendo en cuenta los factores anteriores se obtuvo el valor de la capacitancia como:

$$C \approx \frac{0.3785 nAx230 \mu s}{0.8V} \approx 0.11 pF \tag{3-38}$$

Una vez obtenidos los datos necesarios para realizar la adaptación, se prosiguió a probar el CTIA para este bolómetro. La tensión de salida se incrementará proporcionalmente según la potencia incidente, ya que esta provoca que la resistencia del microbolómetro disminuya, y que por tanto fluya una diferencia de corriente mayor por el capacitor. En la Figura 3.17 se ilustra el comportamiento de la tensión de salida para diferentes magnitudes de potencia incidente, usando el modelo electrotérmico del microbolómetro en la simulación.


Figura 3.17 . Tensiones de salida para variaciones en la potencia incidente  $0 \le P_{ir} \le 2\mu W$ .

Se realizó una comparación entre la tensión de salida esperada para el caso teórico y para los datos obtenidos por simulación, los resultados se pueden observar en la Figura 3.18.



Figura 3.18 Comportamiento adaptación del bolómetro con el *readout* CTIA. a) Tensiones de salida ideal y por simulación; b) Error relativo de tensión de salida.

Como se puede observar de la Figura 3.18 el error relativo máximo es de 1.1% para el caso de mayor potencia incidente  $(2\mu W)$ .

## 3.3 Análisis de ruido de los readouts seleccionados

Es necesario conocer la cantidad de ruido que presenta el sistema, para determinar la limitación que este da a su desempeño. Los *readout*s seleccionados se ilustran nuevamente en la Figura 3.19.



Figura 3.19. *Readouts* analizados: a) BCDI (Bolometer current direct injection); b) CTIA (Capacitive transimpedance amplifier).

## Ruido en el readout BCDI

Suponiendo simetría en el circuito, la tensión de ruido equivalente a la salida para el *readout* BCDI se expresa mediante la ecuación (3-39) como:

$$V_{N}^{2} = \left(\frac{1}{\frac{1}{R_{L}}\left[1 + g_{m}R + \frac{R}{r_{0}}\right] + \frac{1}{r_{0}}}\right)^{2} \left[I_{N_{M_{Bol}}}^{2} + I_{N_{M_{Ref}}}^{2} + V_{N_{Bol}}^{2} \left(g_{m} + \frac{1}{r_{0}}\right)^{2} + V_{N_{Ref}}^{2} \left(g_{m} + \frac{1}{r_{0}}\right)^{2}\right]$$
(3-39)

Donde cada uno de los términos de ruido son:

Ruido generado por los transistores:

$$I_{N_{M_{Bol-Ref}}}^{2} = \frac{K_{f}g_{m}^{2}}{WLC_{ox}f} + 4KT\left(\frac{2}{3}g_{m}\right)\left[\frac{A^{2}}{Hz}\right]$$
(3-40)

Los anteriores hacen referencia al ruido *flicker*  $\left(\frac{Kg_m^2}{WLC_{ox}f}\right)$  y térmico  $\left(4KT\left(\frac{2}{3}g_m\right)\right)$ . La constante  $K_f$  se obtuvo por medio de simulaciones para los transistores como  $10^{-25} V^2/F$ .

Suponiendo una corriente máxima de 2.8*nA*, debida al valor de máxima potencia incidente, se obtiene un valor de transconductancia de  $1.2\mu A/V$ ; de esta manera, reemplazando los valores correspondientes se puede obtener la contribución en ruido por los transistores en la ecuación (3-41):

$$I_{N_{mos_{Bol-Ref}}}^2 = \frac{1.47x10^{-23}}{f} + 1.316x10^{-26}$$
(3-41)

El ruido perteneciente a los microbolómetros se expresa en [3.1] por medio de la ecuación (3-39):

$$V_{N_{Bol-Ref}}^{2} = 4KTR + \frac{V^{2}n}{f} + \frac{4KT^{2}}{G(1+\omega^{2}\tau^{2})^{\frac{1}{2}}}V^{2}\alpha^{2} + 8A\eta\sigma k(T_{bol} - T_{0})R^{2}\left[\frac{V^{2}}{Hz}\right]$$
(3-42)

La contribución de ruido del microbolómetro se debe al ruido térmico (4*KTR*), ruido *flicker*  $\left(\frac{V^2n}{f}\right)$ , ruido de fluctuación por temperatura por conducción y radiación  $\left(\frac{4KT^2}{G(1+\omega^2\tau^2)^{\frac{1}{2}}}V^2\alpha^2\right)$  y al ruido de fluctuación de fondo  $(8A\eta\sigma k(T_{bol} - T_0)R^2)$ .

La caracterización de los microbolómetros en [3.1] proporciona un valor promedio para el ruido en corriente de  $1x10^{-6} A/\sqrt{Hz}$ . Así, el ruido en tensión para el bolómetro obtenido es de  $3.7x10^{-24} V^2/Hz$ .

Reemplazando estos valores en la ecuación (3-39) se obtiene el ruido aproximado en tensión a la salida como:

$$V_N^2 = \left(\frac{1}{\frac{1}{R_L} \left[1 + g_m R_{Bol} + \frac{R_{Bol}}{r_0}\right] + \frac{1}{r_0}}\right)^2 \left[\frac{2.94 \times 10^{-24}}{f} + 2.632 \times 10^{-26} + 7.4 \times 10^{-24} (2.1 \times 10^{-6})^2\right]$$
(3-43)

Donde  $r_0$  es la resistencia de canal de los transistores,  $R_{Bol}$  la resistencia del microbolómetro y  $R_L$  es la resistencia equivalente en el dreno de cualquiera de los dos transistores, la cual se expresa como:

$$R_L(s) = \frac{R_x}{sR_xC+1} \tag{3-44}$$

Donde,

$$R_x = r_0 \left[ 1 + g_m R_{Bol} + \frac{R_{Bol}}{r_0} \right] \approx 13.76 \times 10^{12} \,\Omega \tag{3-45}$$

Al reemplazar los términos en la ecuación (3-43), la densidad espectral de ruido para el circuito, aproximadamente se obtiene como:

Capítulo 3. Readouts

$$V_N^2(f) \approx \frac{1}{1.49x10^{-13}f\sqrt{f^2 + 5.14x10^{-2}}} \left[\frac{2.94x10^{-23}}{f} + 2.63x10^{-26}\right]$$
(3-46)

Para obtener el valor de ruido rms total se debe integrar la anterior expresión. Así, al integrar, se obtuvo el resultado en ruido rms de  $91.27 \mu V_{rms}$ .

A manera de comparación se obtuvieron las gráficas referentes a ruido a la salida para el *readout* BCDI por medio de simulación. Se simuló el ruido en el nivel de salida para diferentes potencias incidentes.



Figura 3.20. Ruido en tensión en el nodo de salida para diferentes potencias de radiación incidente.

Por medio de la relación entre ancho de banda y valor rms, se puede obtener el intervalo de ruido para esta configuración.

$$V_{o_{rms}}^2 = \frac{V_o^2 f_c \pi}{2}$$
(3-47)

Debido a que el producto ganancia por ancho de banda se mantiene, el ruido para los dos casos de potencia incidente es aproximadamente  $35.3x10^{-9} V^2$ .

Así, operando con el radical se obtiene el valor rms equivalente de ruido en tensión de  $187.88 \mu V_{rms}$ . De esta manera, se puede ver que el valor obtenido por aproximaciones teóricas ( $91.27 \mu V_{rms}$ ) es aproximado al obtenido por simulación.

Debido a que la sensibilidad en la tensión de salida es 1.21 [mV/K], para una resolución de 1.21mV por cada grado Kelvin de temperatura, la relación señal a ruido es de:

$$SNR \approx 27.98 dB$$
 (3-48)

Esto quiere decir que el cambio mínimo en señal de tensión a la salida es aún mayor que el nivel de ruido.

#### Ruido en el readout CTIA

En este caso la señal de ruido se puede obtener mediante la integración de la corriente que fluye por el capacitor, en este caso el ruido a la salida se expresa como:

$$i_{N}^{2} = \left(\frac{1}{1+R_{bol}\left(g_{m}+\frac{1}{r_{0}}\right)}\right)^{2} \left[i_{N_{M_{Bol}}}^{2} + i_{N_{M_{Ref}}}^{2} + \left(g_{m}+\frac{1}{r_{0}}\right)^{2} V_{N_{Bol}}^{2} + \left(g_{m}+\frac{1}{r_{0}}\right)^{2} V_{N_{Ref}}^{2} + \frac{V_{N_{opamp}}^{2}}{r_{out}^{2}} \left(1+R_{bol}\left(g_{m}+\frac{1}{r_{0}}\right)\right)^{2}\right]$$
(3-49)

Donde  $r_0$  y  $g_m$  corresponden a la resistencia de canal y transconductancia del transistor,  $R_{Bol}$  representa la resistencia del microbolómetro,  $r_{out}$  la resistencia equivalente en el nodo inversor del amplificador. Cada componente de corriente hace referencia a: el aporte de ruido

correspondiente a los transistores  $(i_{N_{M_{Bol}}}^2, i_{N_{M_{Ref}}}^2)$ , el ruido del dispositivo referencia  $(V_{N_{Ref}}^2)$ , el ruido del microbolómetro  $(V_{N_{Bol}}^2)$  y al ruido del opamp  $(V_{N_{opamp}}^2)$ . De esta manera se hace necesario obtener la resistencia de salida que relaciona el ruido del opamp. Esta resistencia corresponde a la equivalente en los drenos de los transistores, o en el nodo inversor del amplificador. En este nodo la resistencia equivalente es:

$$R_{nodo\ inversor} = r_{out} = \frac{r_0 \left[ 1 + g_m R_{Bol} + \frac{R_{Bol}}{r_0} \right]}{2} \approx \frac{g_m R_{Bol} r_0}{2}$$
(3-50)

Por practicidad, se supuso que las transconductancias de los transistores serán iguales, lo cual no es totalmente cierto, debido a que por la rama referencia y la rama detectora fluirán diferentes corrientes dependiendo del valor de potencia incidente. Suponiendo la máxima corriente a fluir, para el caso en que el valor de esta resistencia es menor, se tiene  $r_{out} \approx 6.87 x 10^{12} \Omega$ . El ruido equivalente a la entrada del opamp se obtuvo por medio de simulación de ruido como  $2.83 x 10^{-9} V^2/Hz$  (con pendiente -20dB/dec aproximadamente) a una frecuencia de 0.1Hz. Sin embargo, se tomaron los datos de simulación para obtener una función similar al comportamiento de este respecto a la frecuencia. De esta manera la función de ruido del amplificador se modeló como:

$$V_{N_{opamp}}^{2} \approx \frac{312.816 \times 10^{-12}}{f} \left[ \frac{V^{2}}{Hz} \right]$$
 (3-51)

Así, la contribución en corriente será aproximadamente de  $6.63x10^{-36}A^2/Hz$ . Por lo tanto, reemplazando los respectivos valores se tiene:

$$i_N^2 \approx \left(\frac{1}{385.25}\right)^2 \left[\frac{2.94x10^{-23}}{f} + 2.632x10^{-26} + (385.25)^2 * \frac{6.63x10^{-36}}{f} \frac{A^2}{Hz}\right]$$
(3-52)

$$i_N^2 \approx \frac{1.98x10^{-28}}{f} + 1.774x10^{-37} \frac{A^2}{Hz}$$
 (3-53)

La tensión de salida en ruido es:

$$V_N^2 = \left[\frac{1.98x10^{-28}}{\left(\frac{s}{2\pi}\right)} + 1.774x10^{-37}\right] \left(\frac{1}{sc}\right)^2$$
(3-54)

Por lo tanto, como se espera que el sistema se comporte con polo único, la frecuencia a 0*dB* es directamente impuesta por la frecuencia de trabajo y la capacitancia de retroalimentación, es decir, por la ganancia de la relación corriente y tensión de salida. Para este caso, como se había mencionado anteriormente, el capacitor es de 0.11pF y la frecuencia de operación es de 2KHz; así, la frecuencia unitaria para la ganancia es de 723.43MHz. El ruido total en corriente es el mostrado por la ecuación (3-55):

$$i_{N_{rms}}^{2} = \int (\frac{1.18x10^{-25}}{f} + 1.774x10^{-37})df$$

$$= 1.18x10^{-25}\ln(f) + 1.774x10^{-37}f$$
(3-55)

Integrando entre 0.1Hz y 723.43MHz

$$i_{N_{rms}}^2 \approx 2.68 x 10^{-24} + 1.28 x 10^{-28} \approx 2.68 x 10^{-24} A^2$$
 (3-56)

Por lo tanto, la señal de corriente de ruido es aproximadamente:

$$i_{N_{rms}} \approx 1.64 pA$$
 (3-57)

De esta manera, el ruido de tensión a la salida es aproximadamente  $3.73mV_{rms}$ 

Para el caso del circuito CTIA, el ruido en tensión a la salida es independiente del nivel de potencia incidente. El ruido en tensión a la salida obtenido por medio de simulación se observa en la Figura 3.21.



Figura 3.21. Ruido en tensión a la salida para el readout CTIA.

De esta manera integrando la señal de ruido puede se puede obtener el valor rms.

$$V_{N_{rms}}^2 \approx 10.628 \times 10^{-6} V^2 \rightarrow V_{N_{rms}} \approx 3.26 m V_{rms}$$
 (3-58)

Comparando el valor de tensión *rms* obtenido por simulación  $(3.26mV_{rms})$  y de manera teórica  $(3.73mV_{rms})$  se observa que son bastante aproximados, en parte debido a que el ruido en el amplificador fue modelado a través de simulación.

Para este *readout* la variación de tensión a la salida debido a la potencia incidente o responsividad del sistema fue obtenida como  $0.45 \text{ V/}\mu\text{W}$ . Teniendo en cuenta la responsividad del sistema y el ruido en tensión a la salida, se obtuvo la potencia incidente equivalente que produce el ruido a partir de la definición de NEP como:

$$NEP = \frac{V_n}{\Re} \approx 8.15 nW \tag{3-59}$$

En la ecuación (3-57)  $V_n$  representa la tensión rms del ruido a la salida, y  $\Re$  representa la responsividad del sistema.

De la misma manera se puede obtener la precisión máxima que puede tener el sistema sobre el sensado de temperatura del cuerpo, o el equivalente den temperatura de esta potencia incidente<sup>4</sup>:

$$T = \sqrt[4]{\frac{NEP}{Ae\sigma} + T_0^4} \approx 298.2853K$$
 (3-60)

Por lo tanto el cambio de temperatura mínimo está limitado por:

<sup>&</sup>lt;sup>4</sup> El cálculo se realizó para un cuerpo negro y un área del dispositivo de 70µmx70µm.

$$\Delta T_{\min} \approx T_N - T_0 \approx 285.3mK \tag{3-61}$$

#### 3.4 Adaptación de los microbolómetros 1189 y 1185

Se desea realizar la aplicación de los *readout*s realizados a dos microbolómetros seleccionados de los desarrollados en [3.2]: los microbolómetros de los procesos 1185 y 1189.

El análisis para la adaptación de los microbolómetros seleccionados con los *readout*s BCDI y CTIA, se hizo bajo las mismas condiciones planteadas anteriormente, es decir, el mismo tipo de tecnología (UMC 0.18µm), tiempo de lectura de pixel (230µs) y máxima potencia incidente (2µW). Los dispositivos de referencia usados fueron un microbolómetro aislado a potencia incidente (simulado por medio del modelo electrotérmico) y una resistencia de polisilicio de alta resistividad, fabricada sobre un pozo n, cuyo modelo es provisto por la tecnología a usar.

#### Prueba readout BCDI

Asumiendo un análisis bajo las condiciones planteadas, se pueden obtener las capacitancias adecuadas para la adaptación de cada bolómetro. Para ello, inicialmente se calcularon las resistencias mínimas como:  $R_{mín_{1189}} \approx$ 14.25 $M\Omega$ ,  $R_{mín_{1185}} \approx 2.126 M\Omega$ . Así, como anteriormente se indicó, las magnitudes de las capacitancias se obtuvieron como:

$$C_{1185} \approx 23.51 pF, C_{1189} \approx 3.51 pF$$
 (3-62)

Debido a que la capacitancia para la adaptación del microbolómetro del proceso 1185 es de magnitud elevada, se decidió que la salida estuviera lista para la lectura en 10µs y así utilizar una capacitancia de 4.7pF.

Las tensiones de salida mínimas esperadas se pueden aproximar como:

$$V_{min} = \frac{1.8}{R_{Ref} + R_{min}} R_{min} \to V_{min_{1189}} \approx 0.890V, V_{min_{1185}} \approx 0.892V$$
(3-63)

La diferencia de tensiones en la salida se ve reflejada por las diferencias de de las conductancias térmicas en los materiales. Por ello sus rangos son menores que en el microbolómetro anterior. Las figuras Figura 3.22 y Figura 3.23 ilustran el comportamiento para la tensión de salida BCDI al usar cada uno de los bolómetros.



Figura 3.22 Adaptación BCDI proceso 1185. a) Tensiones de salida. b)Errores relativos.



Figura 3.23 Adaptación BCDI proceso 1189. a) Tensiones de salida. b) Errores relativos.

Se observa de las figuras Figura 3.22 y Figura 3.23 que para los tres casos tenidos en cuenta el seguimiento de la señal ideal es muy cercano. Sin embargo, el nivel de ruido de este circuito determina si realmente exista una mínima distinción de señal. Para ello se obtuvo el nivel de ruido en tensión a la salida para la configuración de cada microbolómetro.

$$V_{N_{rms_{1185}}} \approx 0.295 \mu V_{rms}$$
 (3-64)

$$V_{N_{rms_{1189}}} \approx 0.341 \mu V_{rms}$$
 (3-65)

Así, también se puede obtener la potencia incidente equivalente que produce el ruido a partir de la definición de NEP.

$$NEP_{1185} \approx 59pW \tag{3-66}$$

$$NEP_{1189} \approx 85pW \tag{3-67}$$

Finalmente con este último dato, como se realizó anteriormente se puede obtener la temperatura mínima a sensar:

$$T_{min_{1185}} \approx 3.9mK$$
 (3-68)

$$T_{min_{1189}} \approx 5.7mK$$
 (3-69)

Por lo tanto, se puede obtener una detección de cambio en temperatura menor para este *readout* con el microbolómetro del proceso 1185.

## CTIA

Para la adaptación por medio del *readout* CTIA, es necesario conocer los rangos en los cuales se encontrará el microbolómetro. Como principal interés a conocer, son la temperatura final que experimenta su superficie y la resistencia mínima para determinar el valor aproximado de corriente a circular por el capacitor y así realizar la selección de la capacitancia adecuada.

Como se explicó en el caso anterior, el cálculo de la temperatura en la superficie del microbolómetro se realiza inicialmente para la potencia incidente para obtener el valor de la resistencia del microbolómetro y luego incluir el efecto de calentamiento por polarización. El rango de potencia incidente varía entre 0 y 2µW. El incremento de temperatura en la superficie del bolómetro para el caso de mayor potencia incidente es de:

$$\Delta T = \frac{P_{ir}}{G_{TH}} \approx 0.31K \tag{3-70}$$

A esta temperatura las resistencias serán aproximadamente  $R_{min_{1189}} \approx 14.25 M\Omega$ ,  $R_{min_{1185}} \approx 2.126 M\Omega$ . Teniendo en cuenta el efecto de calentamiento se puede obtener una aproximada temperatura final:

$$T = T_0 + \frac{P_{ir}}{G_{TH}} + \frac{P_{BIAS}}{G_{TH}(1 + \omega^2 \tau^2)^{\frac{1}{2}}}$$
(3-71)

Así, para los microbolómetros seleccionados se obtiene la temperatura final como:

$$T_{1189} \approx 298.3101 K, T_{1185} \approx 298.3105 K$$
 (3-72)

De la ecuación (3-71),  $P_{BIas}$  hace referencia a la potencia eléctrica consumida,  $\omega$  y  $\tau$  representan la frecuencia de lectura y la constante de tiempo del microbolómetro. En resumen se podría decir de los resultados de la ecuación (3-72), que a una frecuencia de operación de 2KHz, el aumento de temperatura en el bolómetro 1189 es de 69.6µK, y en el bolómetro 1185 de 470µK, lo cual concuerda con la magnitud de la resistencia de cada bolómetro. Se debe notar que este efecto se puede atenuar aún más al utilizar frecuencias de trabajo mayores.

Debido a que el aumento de temperatura consecuente al efecto de calentamiento es despreciable al compararlo con el aumento debido a la potencia incidente, se puede despreciar para el cálculo de la capacitancia.

La corriente que fluirá a través de los microbolómetros para la temperatura final calculada es:

$$i_{1189} \approx 63.14 nA$$
 (3-73)

$$i_{1185} \approx 423.4nA$$
 (3-74)

De esta manera la corriente a circular por las referencias:

$$i_{Ref_{1189}} \approx 61.81 nA$$
 (3-75)

$$i_{Ref_{1185}} \approx 416.67 nA$$
 (3-76)

Así, las corrientes máximas que fluirán por el capacitor para los dos casos serán:

$$\Delta i_{1189} \approx 1.33 nA \tag{3-77}$$

$$\Delta i_{1185} \approx 6.73 nA \tag{3-78}$$

Así, las capacitancias para la adecuación de cada microbolómetro se calculan como:

$$C_{1189} \approx 0.37 pF$$
 (3-79)

$$C_{1185} \approx 1.87 pF$$
 (3-80)

Los resultados de estas adaptaciones se ilustran en las figuras Figura 3.24 y Figura 3.25.



Figura 3.24 Adaptación con CTIA para el bolómetro 1189. a) Tensiones de salida para diferentes casos. b) Errores relativos.



Figura 3.25 Adaptación con CTIA para el bolómetro 1185. a) Tensiones de salida para diferentes casos. b) Errores relativos.

De las figuras Figura 3.24 y Figura 3.25, se puede observar que el comportamiento de tensión de salida al usar un microbolómetro aislado como dispositivo de referencia se aproxima lo suficiente al comportamiento ideal, produciendo un menor error relativo que al hacer uso de una resistencia de alta resistividad como dispositivo de referencia. El error relativo máximo al usar el microbolómetro del proceso 1189 fue de 2.5% y del 3.3% para el microbolómetro del proceso 1185, cuando se utilizó un microbolómetro aislado como referencia; mientras que los errores relativos máximos obtenidos al usar una resistencia de alta resistividad como dispositivo de 3.4% para el microbolómetro del proceso 1185.

De manera similar, se obtuvo el nivel de ruido a la salida para las dos adaptaciones realizadas. Los resultados de nivel de ruido en tensión a la salida fueron:

$$V_{N_{1185}} \approx 1.75 m V_{rms}$$
 (3-81)

$$V_{N_{1189}} \approx 2.06 m V_{rms}$$
 (3-82)

Por lo tanto, la potencia incidente equivalente que produce el ruido es:

$$NEP_{1185} \approx 4.375 nW$$
 (3-83)

$$NEP_{1189} \approx 5.15 nW$$
 (3-84)

Por último, el cambio de temperatura mínimo a sensar en cada caso es:

$$\Delta T_{min_{1185}} \approx 0.15K \tag{3-85}$$

$$\Delta T_{m(n_{1189})} \approx 0.17K \tag{3-86}$$

De los resultados obtenidos se puede observar que el microbolómetro del proceso 1185 es más adecuado para su adaptación con el *readout* CTIA que el microbolómetro del proceso 1189. Esto se debe principalmente a que posee una resistividad más baja, por lo tanto los cambios en la magnitud de corriente son más notables a pesar de que su TCR sea más bajo. A su vez, el menor valor resistivo hace que el aporte de ruido sea menor; de esta manera se puede obtener un nivel de ruido más bajo a la salida y una mayor precisión en cuanto a la mínima temperatura a sensar.

### 3.5 Conclusiones

El uso de microbolómetros de alta resistividad, como el microbolómetro del proceso 443, reduce la potencia consumida y con ella el autocalentamiento; sin embargo, debido a su alta resistividad, las corrientes a sensar (en el caso

del CTIA) son muy bajas y el nivel de ruido es mayor que en el caso de microbolómetros con menor resistividad, debido precisamente a la magnitud elevada en su resistencia.

El *readout* BCDI resalta por su simplicidad, área ocupada y potencia consumida. El inconveniente de su uso radica en que el rango de salida es pequeño para el rango de potencias incidentes comparado con el *readout* CTIA en los microbolómetros estudiados, por lo tanto, para mejorar este rango sería necesario hacer uso de una etapa de amplificación.

La principal ventaja del *readout* CTIA sobre el BCDI, es el mayor rango de salida, que además puede mantenerse constante para diferentes rangos de potencia incidente, permitiendo la modificación de responsividad del sistema. Otra ventaja es la fijación de tensión de un nodo específico (nodo X), permitiendo así que el calentamiento por consumo de potencia en el dispositivo de referencia y el microbolómetro sean aproximados.

La adaptación de microbolómetros con menor resistividad que los microbolómetros estudiados, bajo las mismas condiciones requiere el uso de una capacitancia mayor para llevar la adaptación por medio de los *readout*s BCDI Y CTIA. Para llevar a cabo la adaptación de microbolómetros de resistencia reducida, se debe reducir el período de lectura para que la magnitud del capacitor necesaria disminuya.

## Referencias

3.1 M. Moreno, *Study of IR un-cooled microbolometer arrays based on thin films deposited by plasma*. Doctoral Thesis, Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, 2008.

3.2 R. Zavala, *Desarrollo de microbolómetros no enfriados basados en silicio polimorfo.* Tesis de Maestría, Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, 2013.

3.3 S. Eminoglu, Uncooled infrared focal plane arrays with integrated readout circuitry using mems and standard cmos technologies. PhD Thesis, Middle East Technical University, 2003.

3.4 B. Razavi, Design of analog CMOS integrated circuits. USA: McGraw Hill, 2001.

3.5 R. Jacob Baker, *CMOS circuit design, layout and simulation.* USA: IEEE Press on microelectronics systems, 2<sup>nd</sup> edition, 2008.

3.6 Adel S. Sedra and Keneth S. Smith, *Microelectronic circuits.* USA: Oxford University Press, 5<sup>th</sup> edition, 2004.

A partir de los resultados del Capítulo 3, se presenta a continuación la adecuación de un pixel para una cámara termográfica que permita, por medio del procesamiento de imágenes, desarrollar estudios sobre la detección de carcinoma en la glándula mamaria.

Mientras la cura del cáncer no se ha desarrollado, este sigue dejando víctimas a su paso. Lo que deja por el momento al diagnóstico temprano de éste como una buena arma para combatirlo. El diagnóstico de cáncer en una etapa temprana permite al paciente tener los cuidados adecuados para que pueda ser erradicado sin repercusiones.

El uso de termografías infrarrojas en el análisis médico no es un área novedosa. Desde la década de los 70's se ha centrado en el estudio de cáncer de seno [4.1].

La termografía presenta grandes ventajas con respecto a otros métodos de detección de carcinoma: es un método no invasivo e indoloro. Por medio de éste método se pueden detectar cambios en las temperaturas de los tejidos, debido a la actividad de las células cancerosas antes de que el tumor se desarrolle. Además, su costo es relativamente bajo, ya que se realiza por medio de análisis de imágenes en una computadora sobre las imágenes termográficas obtenidas por medio de una cámara infrarroja, que es donde realmente recae el costo.

# Metodología de detección cáncer con termografías.

A través del tiempo se han utilizado diferentes formas de análisis para el diagnóstico de cáncer con termografías, en su forma más sencilla está el análisis visual de termografías realizado por un médico; también hay análisis por medio de descriptores estadísticos, como la diferencia entre las temperaturas de las zonas del seno [4.2]. Igualmente se han usado los descriptores estadísticos como parámetros de entrada a redes neuronales o lógica difusa, para generar un diagnóstico por medio de inteligencia artificial [4.3] [4.4].



Figura 4.1 Termografías de seno [4.4] Izquierda. Termografía de paciente saludable Derecha. Termogarfía de paciente con carcinoma

El análisis de las imágenes infrarrojas depende completamente de la calidad de imagen proporcionada por la cámara. Se ha reportado algunos casos en los que se manejan arreglos de 320x240 con 0.08°C de resolución [4.3], y cámaras con resoluciones entre 0.01°C y 0.1°C [4.5] [4.6]. Por lo tanto, es necesario obtener la mayor resolución posible. Lo anterior se puede interpretar en un diseño con un nivel de ruido bajo.

### 4.1 Adaptación

Dada la aplicación, se debe limitar el rango de temperaturas a sensar, que a su vez determinará el rango de potencia incidente sobre la superficie del microbolómetro. El objetivo es sensar temperaturas de la piel en el cuerpo humano en torno a 37°C, la cual es la temperatura normal a la que se debe encontrar éste, con una resolución de 100mK.

Como se explicó en el Capítulo 2, la ecuación que relaciona la potencia incidente con la temperatura de un cuerpo es:

$$P = \alpha e_{abs} \sigma (T^4 - T_0^4) S \tag{4-1}$$

Donde *P* es la potencia absorbida por un microbolómetro. Esta potencia es radiada por un cuerpo con coeficiente de emisión  $\alpha$  y temperatura *T*. Las constantes *S* y  $e_{abs}$  representan el área y coeficiente de absorción de la película absorbente del microbolómetro respectivamente,  $\sigma$  es la constante de Stefan-Boltzman (5,67 $x10^{-8} \frac{W}{m^2 K^4}$ ) y  $T_0$  es la temperatura ambiente:

$$T = \sqrt[4]{\frac{P}{\alpha e_{abs}\sigma S} + T_0^4}$$
(4-2)

Las simulaciones deben tener en cuenta el área de incidencia de la potencia en el microbolómetro, en el caso particular de los microbolómetros considerados es de  $50\mu$ mx $50\mu$ m; se ha tomado la temperatura ambiente de  $25^{\circ}C$ ; la constante de emisión de la piel de 0.97 [4.7] y la constante de absorción 1 para el microbolómetro.

En la Figura 4.2, se muestra la relación que existe entre la potencia incidente en la superficie del microbolómetro y la emisión de radiación por un cuerpo negro y por la piel humana.



Figura 4.2 Relación potencia incidente en la superficie del bolómetro y temperatura del cuerpo emisor.

Como se puede observar de la Figura 4.2 la potencia emitida por un cuerpo negro es mayor a la potencia que emite la piel humana a la misma temperatura.

Ahora bien, se debe también tener en cuenta qué pasa si la temperatura ambiente del entorno donde se desea utilizar el dispositivo es diferente a la supuesta.



Figura 4.3 Comportamiento de la potencia incidente al variar de temperatura ambiente y temperatura en el cuerpo.

En la Figura 4.3 se muestra el comportamiento de la potencia infrarroja incidente para diferentes valores de temperatura ambiente. Para una temperatura determinada del cuerpo radiante, a medida que disminuye la temperatura ambiente la potencia incidente aumenta, tal como predice la ecuación (4-2).

Por lo tanto, con el fin de que el sistema opere adecuadamente a diferentes valores de temperatura ambiente, se tomará como base una potencia máxima incidente de 300nW, que corresponde a una temperatura máxima en la piel  $43.61^{\circ}C$  a temperatura ambiente  $25^{\circ}C$ .

# Selección del microbolómetro y del readout

Se ha seleccionado el bolómetro que representa el proceso 1185, debido a su baja resistividad (2.16 $M\Omega$ ) y TCR elevado (5.4% $K^{-1}$ ), lo que permite que

el cambio en corriente a manejar sea el mayor de los tres microbolómetros considerados a lo largo de esta tesis.

La topología de *readout* seleccionada para la adecuación del microbolómetro en esta aplicación es el CTIA, debido a que permite la modificación de la ganancia del sistema, limita la banda de frecuencia para el ruido y compensa el efecto de calentamiento.

# Rediseño

Es necesario realizar un nuevo diseño del *readout* para la aplicación seleccionada, que aumente la ganancia del sistema, reduzca el consumo de potencia y mejore la relación señal a ruido.

La ganancia del sistema se puede aumentar por medio del capacitor de retroalimentación, disminuyendo su magnitud. La disminución de ruido *flicker*, se puede obtener utilizando transistores de mayor tamaño en las ramas de referencia y microbolómetro. La potencia consumida recae principalmente en el amplificador a utilizar. Sin embargo, la disminución de consumo de potencia está limitada por la condición de que el *slew rate* no limite la rapidez de respuesta de la tensión de salida.

De esta manera se ha realizado un nuevo diseño del amplificador, desarrollado con tecnología CMOS UMC 0.18µm. Las características de este nuevo amplificador junto con el anterior se resumen en la Tabla 4-1:

Parámetro	Opamp1	Opamp2
Ganancia en señal	67.09 <i>dB</i>	74.794 <i>dB</i>
Margen de fase @Cload =	53.35°	51.29°

Tabla 4-1 Características de los opamps diseñados

1 <i>pF</i>		
Frecuencia de corte	3.03 <i>KHz</i>	720.96 <i>Hz</i>
Frecuencia de ganancia	6.67 <i>MHz</i>	4.52 <i>MHz</i>
unitaria		
Resistencia de entrada	$10^6 G\Omega$	10 <sup>6</sup> GΩ
Resistencia de salida	253.52 <i>K</i> Ω	14.55 <i>M</i> Ω
Potencia disipada	87.59µW	1.95µW
Rango de tensión en modo	$0.6565 \le V_{CM} \le 1.883 V$	$0.41 \le V_{CM} \le 2.11 V$
común		
Rango de tensión a la salida	$0.24V \le v_o \le 1.56V$	$50mV \le v_o \le 1.75V$
Slew rate	10V/µs	0.5V/µs
CMRR	68.33dB @DC	76.26dB @DC
PSRR+	84.44 <i>dB</i> @DC	92.96dB @DC
PSRR-	118.6dB @DC	60.64 <i>dB</i> @DC

Con la disminución del consumo de potencia de  $87.59\mu$ W del amplificador 1 a  $1.95\mu$ W para el amplificador 2, aumenta la ganancia del amplificador de 67.01dB a 74.59dB, lo que garantiza la tierra virtual en los terminales de entrada del amplificador. A su vez, el rango de tensión a la salida es aumentado de 1.32V a 1.7V.

Una vez realizado el diseño se procede a realizar los cálculos de interés para el *readout*.

# Adaptación CTIA

Para determinar el valor de capacitancia necesaria en el circuito de lectura CTIA es necesario conocer la temperatura máxima a la cual se encontrará el microbolómetro para el máximo valor de potencia incidente tenido en cuenta. Así, el incremento en temperatura en la superficie del bolómetro para 300nW de potencia incidente es:

$$\Delta T_{Bol} = 46.512 mK \tag{4-3}$$

El incremento de temperatura debido a autocalentamiento es aproximadamente de:

$$\Delta T_{cal} = 1.3mK \tag{4-4}$$

Por lo tanto la temperatura total esperada en la superficie del bolómetro es de 298.0478K, para esta temperatura la corriente que fluye a través del bolómetro es:

$$i_{Bol_{300nW}} \approx 417.69nA \tag{4-5}$$

Como se realizó anteriormente, se pueden calcular las corrientes mínima y máxima que fluirán por la referencia al tener en cuenta el efecto de calentamiento esperado, de esta manera se tiene:

$$i_{min} \approx 416.67 \, nA, \qquad i_{max} \approx 416.69 nA$$
 (4-6)

Así, las corrientes máximas que fluirán por el capacitor para los dos casos serán:

$$\Delta i_{calentamiento} \approx 1nA, \ \Delta i_{referencia\ ideal} \approx 1.02nA \tag{4-7}$$

En este caso se tomará el valor de corriente menor que fluirá por el capacitor, debido a que se espera que la referencia experimente autocalentamiento. De esta manera, la capacitancia a usar es aproximadamente:

$$C \approx \frac{1nAx220\mu s}{(1.73 - 0.9)} \approx 0.265 pF,$$
 (4-8)

La Figura 4.4 ilustra a continuación el comportamiento de la tensión de salida del *readout* CTIA para cuatro casos: en primera instancia el caso ideal, es decir el comportamiento teórico del circuito; en segundo lugar la tensión de salida sin tener en cuenta el efecto de calentamiento; en tercer lugar, utilizando un microbolómetro aislado como dispositivo de referencia para la atenuación del efecto de calentamiento; finalmente, el caso en el que se utiliza una resistencia de polisilicio de alta resistividad como dispositivo de referencia.



Figura 4.4. Tensiones de salida para el CTIA.

Se obtuvieron los errores relativos y se muestran en la Figura 4.5:



Figura 4.5. Errores relativos para la tensión de salida.

Se puede observar en la Figura 4.5 que los errores relativos son menores al 2.5% para cualquiera de los casos; sin embargo, al usar un microbolómetro como referencia se asegura una mayor exactitud.

Ruido



Figura 4.6 Ruido a la salida del CTIA: a) Ruido a la salida; b) Integral del ruido a la salida.

La Figura 4.6 muestra el comportamiento del ruido a la salida y su integral, la cual representa el ruido equivalente a lo largo del espectro de frecuencias. Del valor acumulado de la integral del ruido se obtiene que el nivel de ruido equivalente a la salida es de  $2.39mV_{rms}$ .

La responsividad del sistema se obtiene de la relación entre la potencia incidente de entrada y la tensión de salida como:

$$\Re = \frac{V_{out}}{P} \approx 2.56 \, V/\mu W \tag{4-9}$$

La potencia de ruido equivalente a la entrada se puede obtener mediante la ecuación mencionada en el Capítulo 2, que por comodidad se repite como la ecuación (4-10)

$$NEP = \frac{V_n}{\Re} \approx 0.93 nW \tag{4-10}$$

De igual manera que en el capítulo anterior (ecuación (3-60)), se calculó el ruido en temperatura por medio de la ecuación (4-11):

$$T = \sqrt[4]{\frac{NEP}{Ae\sigma} + T_0^4} \approx 298.06387K$$
(4-11)

Así, se obtiene el cambio de temperatura mínimo que se puede detectar, en otras palabras el ruido equivalente en temperatura de aproximadamente 63.87mK.

## 4.2 Resultados post-layout

Una vez verificado el comportamiento adecuado del sistema, el siguiente paso es el diseño del *layout*. Esta tesis abarca hasta las pruebas *post-layout*, las cuales una vez obtenidas satisfactoriamente son un índice de que el sistema puede avanzar a la etapa de fabricación.

## Layout

Para un mayor entendimiento de la organización de dispositivos en el *layout*, el circuito esquemático del *readout* CTIA es mostrado nuevamente en la Figura 4.7.



Figura 4.7 Circuito esquemático del readout CTIA.

La organización de los dispositivos involucrados que se plantea se le conoce como *floorplan*. El *floorplan* del circuito se puede observar en la Figura 4.8.



Figura 4.8. Floorplan de CTIA

La Figura 4.9 muestra el *layout* realizado con la herramienta de diseño Menthor graphics, disponible en el laboratorio de diseño de circuitos integrados en el INAOE.



Figura 4.9 *Layout* CTIA.

## Análisis post-layout

La extracción post-*layout* del circuito tiene en cuenta los parásitos como resistencias y capacitancias generadas por interconexiones y cableado; y el análisis *post-layout* se aproxima más al comportamiento que tendría el sistema una vez fabricado.

Se obtuvieron unas medidas finales de 43.36µmX35.04µm, lo cual da al sistema unas dimensiones casi cuadradas. Se utilizó la menor cantidad de metales en el *layout*, para evitar la aparición de capacitancias parásitas por interconexiones entre metal-metal. Sin embargo, fue necesario el uso de metal 5 y 6 para la interconexión de las capacitancias que son de tipo MIM (Metal insulator Metal).

El funcionamiento del sistema en tiempo, se muestra en la Figura 4.10, la cual representa la tensión de salida para diferentes magnitudes de potencias incidentes.



Figura 4.10 Tensión de salida CTIA post-layout

El comportamiento de la tensión de salida del *readout* CTIA para la extracción del circuito equivalente del *layout* se ilustra en la Figura 4.11.



Figura 4.11 Tensiones de salida para el CTIA post-layout.



Se obtuvieron los errores relativos, los cuales se muestran en la Figura 4.12:

Figura 4.12 Errores relativos para la tensión de salida.

Se observa que si se utiliza un dispositivo de referencia cuyo efecto de calentamiento por polarización sea similar al del microbolómetro usado como sensor, entonces el error relativo es menor; es por ello que conviene usar un microbolómetro aislado como dispositivo referencia.

## Ruido en post-layout



Figura 4.13 Ruido a la salida del CTIA Post-*layout*: a) Ruido a la salida b) Integral del ruido a la salida.

A partir de los resultados ilustrados en la Figura 4.13, se obtuvo que el nivel de ruido a la salida aumentó pero no de manera considerable, su equivalente se halló de  $2.403mV_{rms}$  en comparación con el ruido a nivel esquemático  $(2.39mV_{rms})$ . Por lo tanto, haciendo uso de las ecuaciones (4-9) - (4-11) , la potencia de ruido equivalente a la entrada es de1.02nW. Así pues, tal como se calculó anteriormente, se obtuvo el cambio de temperatura mínimo que se puede detectar, en otras palabras el ruido equivalente en temperatura, que fue de aproximadamente 69.75mK.
## Comparación

En la Figura 4.13 se comparan los resultados obtenidos del esquemático y de la extracción post-*layout*.



Figura 4.14. Comparación de resultados a nivel esquemático y *post-layout* utilizando un bolómetro como referencia: a) Tensiones de salida b) Errores relativos

Como se puede observar, las tensiones de salida para el post-*layout* son menores que las planteadas en el diseño, debido a la presencia de las capacitancias parásitas en el cableado. Estas generan un aumento en la capacitancia de retroalimentación, por lo que la tensión de salida es menor, y el error relativo aumenta.

Las características de desempeño obtenidas de los sistemas desarrollados se pueden resumir en la Tabla 4-2.

Característica	Caso exploratorio	Aplicación	
		seleccionada	
Rango de potencia	$0-2\mu W$	0 - 300 nW	
incidente			
Rango de salida	0.9 - 1.7	0.9 - 1.63	
Responsividad	400 kV/W	2.43 <i>MV/W</i>	
Ruido en tensión a la	$3.26mV_{rms}$	$2.403 m V_{rms}$	
salida			
NEP	8.15 <i>nW</i>	1.02 <i>nW</i>	
Ruido equivalente en	285.3 <i>mK</i>	69.75 <i>mK</i>	
temperatura			
Potencia consumida	90µW	2.1µW	

 Tabla 4-2 Características de los sistemas desarrollados de adecuación realizados.

La Tabla 4-2 resume el paralelo de características entre el sistema elaborado para el caso exploratorio, en el cual se ha seleccionado un valor máximo de potencia incidente de  $2\mu W$ , y el sistema diseñado para la aplicación de sensado de temperatura para la detección de cáncer de seno con un máximo de potencia incidente de 300nW. La responsividad o ganancia del sistema aumentó de 400kV/W para el primer caso a 2.43MV/W para la aplicación., mientras que la potencia consumida disminuyó de  $90\mu W$  a  $2.1\mu W$  y un mayor rango para el nivel en tensión a la salida.

Con la adaptación realizada por medio del rediseño del *readout*, se ha disminuido el consumo de potencia pensando en realizar en el futuro una adaptación para un arreglo matricial de microbolómetros. Además, se puede garantizar una resolución de 0.1K con la cual el cambio mínimo en tensión a

la salida será mayor que el cambio en tensión producido por el ruido equivalente en temperatura (69.75mK).

#### 4.3 Conclusiones

La detección de temperaturas cercanas a la ambiente implica un rango de potencia incidente reducido. Por lo tanto, la señal de interés, que es la diferencia de corriente entre la rama sensora y la rama de referencia, es pequeña también. Es por ello la necesidad de trabajar con un microbolómetro con características como alto TCR y una baja resistividad. En base a esta necesidad, se seleccionó el microbolómetro del proceso 1185 el cual tiene una resistencia a temperatura ambiente de 2.16 $M\Omega$  y un *TCR* de 5.16% $K^{-1}$ .

El uso del microbolómetro del proceso 1189 que tiene resistencia a temperatura ambiente de 14.16 $M\Omega$  y *TCR* de 6.86% $K^{-1}$ , atenúa el efecto de calentamiento; sin embargo, la capacitancia necesaria para la aplicación es bastante reducida, la relación señal a ruido se encuentra disminuida y el nivel de ruido es mayor que al utilizar el microbolómetro del proceso 1185. No obstante, sigue siendo buena opción para aplicaciones en las cuales se use un mayor rango de potencia incidente.

El rediseño del *readout* se realizó con el fin de disminuir el consumo de potencia. El consumo se redujo de  $87.59\mu W$  del amplificador anterior a  $1.95\mu W$  en el nuevo diseño. Además para disminuir la contribución de ruido *flicker*, los anchos de los transistores de las ramas sensora y de referencia fueron aumentados.

La magnitud de ruido aumenta al reducir el rango de potencia infrarroja incidente, debido a la necesidad de utilizar un capacitor de menor magnitud, lo que permite un ancho de banda mayor. No obstante, a pesar del aumento

del nivel de ruido, la potencia equivalente de ruido a la entrada de 1.02nW es menor que la obtenida para el objetivo exploratorio 8.15nW, esto debido al aumento de la responsividad del sistema por medio de la ganancia de señal.

En la detección de carcinoma en la glándula mamaria la resolución de los sistemas se encuentra entre 10mK y 100mK de resolución del sistema [4.5, 4.6]. En este trabajo, se alcanzó una resolución de 63.87mK para las pruebas a nivel esquemático y de 69.75mK para pruebas *post-layout* del diseño realizado.

El aumento del error relativo en los resultados *post-layout*, se debe principalmente a la intervención de las capacitancias parásitas, que aumentaron la capacitancia de retroalimentación de manera mayor a lo esperado, por lo que la tensión de salida fue menor que la tensión teórica calculada.

#### Referencias

4.1Jonathan F. Head, Feng Wang, Charles A. Lipari, Robert L. Elliot, *The importance role of the infrared imaging in breast cancer.* Proceedings of IEEE engineering in Medicine and Biology, pp 52-57, May-June 2000.

4.2 Shozo Ohsumi, Shigemitsu Takashima, Kenjiro Aogi and Hisashi Usuki, *Prognostic value of thermographical findings in patients with primary breast cancer,* Breast Cancer Research and Treatment 74: 213–220, 2002, Kluwer Academic Publishers, printed in the Netherlands.

4.3 Nimmi Arora, M.D., Diana Martins, B.S., Danielle Ruggerio, B.S., Eleni Tousimis, M.D., Alexander J. Swistel, M.D., Michael P. Osborne, M.D., Rache M. Simmons, M.D. *"Effectiveness of a noninvasive digital infrared thermal imaging system in the detection of breast cancer"*. The American Journal of Surgery 196, 523–526, 2008.

4.4 D. Blanco, M. Mora, *Análisis local de termografía infrarroja para la detección de carcinoma en glándula mamaria.* Tesis de ingeniería, Universidad Industrial de Santander, 2011.

4.5 J. Kerr, *Review of the effectiveness of infrared thermal imaging (thermography) for population screening and diagnostic testing of breast cancer*. NZHTA Tech Brief Series, 2004.

4.6 K.Ammer Ludwig Boltzman. *"Thermal imaging as an outcome measure"*,8th Congress of the Polish Association of Thermology, Zakopane; March 18-20, 2005.

4.7 Cromer Alan, *"Física para las ciencias de la vida"*, Pág. 254. Editorial Reverté, Barcelona (1994).

4.8 R. Zavala, *Desarrollo de microbolómetros no enfriados basados en silicio polimorfo.* Tesis de Maestría, Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, 2013.

Esta tesis mostró el desarrollo del diseño de un circuito integrado de lectura, para microbolómetros: esquemático, *layout* y pruebas post-*layout*, con tecnología CMOS 0.18µm y voltaje de alimentación de 1.8*V*. A través de este proceso se observaron diferentes características a tener en cuenta como:

Un coeficiente de temperatura de resistencias (TCR) alto no es la única característica importante de un microbolómetro, también es necesario que éste cumpla ciertos requisitos, como un excelente aislamiento térmico, para evitar pérdidas de calor principalmente por conducción, un tiempo de respuesta corto y una resistencia moderada o baja, que sea compatible con los circuitos integrados de lectura basados en la tecnología CMOS.

La selección del microbolómetro para el estudio exploratorio, se realizó con miras a observar los beneficios que los microbolómetros de altas resistencias pueden brindar. De hecho. adaptar un microbolómetro de este tipo tiene complicaciones como el nivel de ruido, o la magnitud de la variación deseada a medir, bien sea en tensión o corriente, ya que es pequeña. Para este tipo de microbolómetros es preferible realizar su lectura en tensión si su TCR es alto y su conductancia térmica es baja, debido que al realizar un sensado por corriente, la magnitud de ésta puede ser muy baja, disminuyendo así la relación de señal a ruido.

Los dos tipos de *readout*s estudiados se seleccionaron por sus características como bajo consumo de potencia, limitación de banda de frecuencia y compensación del efecto de calentamiento. Se trató de comparar el factor sencillez o facilidad, en el caso del BCDI, sobre una estructura más elaborada, como el CTIA. El desempeño del *readout* BCDI está directamente limitado por las características del TCR del microbolómetro, mientras que el *readout* CTIA permite realizar adaptaciones en la ganancia total del sistema, al modificar la magnitud del capacitor de retroalimentación.

El uso del *readout* BCDI reduce el nivel de ruido, además de un consumo de potencia bajo y limitación de la frecuencia. No obstante, el rango de salida en tensión puede requerir una etapa de amplificación. Si se utiliza esta estructura, es preferible que el microbolómetro tenga un alto TCR y conductancia térmica baja para que la variación de tensión a la salida tenga el mayor rango posible.

En circuitos integrados de lectura (ROICs), los tiempos de lectura y el período del reloj, se encuentran condicionados por la cantidad de imágenes por segundo que se desee y el tipo de lectura. En algunos casos no es posible la realización de lectura tipo serie, y es necesario la lectura por columnas o filas completas. En el caso del CTIA, si el tiempo de integración es reducido, entonces la capacitancia también debe serlo. Si el microbolómetro a usar tiene alta resistividad o bajo TCR, entonces la magnitud de la señal de corriente es pequeña, por lo que se puede llegar a un punto de reducción del tiempo de integración, en el cual la capacitancia no es realizable con la tecnología usada, o las posibles variaciones debido a la fabricación afectan de gran manera el desempeño del sistema.

El diseño del amplificador está relacionado directamente con el consumo de potencia del *readout* CTIA, sin embargo la disminución de su consumo está limitada por el mínimo *slew rate* para que el tiempo de respuesta a la salida sea lo suficientemente rápido.

Es de suma importancia que el voltaje en el nodo que comparten las ramas del microbolómetro y la referencia, para el caso del CTIA, sufra las menores variaciones posibles. Una variación en el voltaje de este nodo, resulta en un flujo de corriente por el capacitor sea diferente al esperado. Por ello es necesario el uso de un amplificador con ganancia lo suficientemente elevada para garantizar la tierra virtual en sus terminales de entrada y una fuente de referencia de tensión con mínimas variaciones.

La adecuación realizada para la aplicación seleccionada, (acondicionamiento de un pixel para una cámara termográfica con fines de diagnóstico de carcinoma en la glándula mamaria), se efectuó de manera apropiada, permitiendo un valor de ruido equivalente en temperatura de 69.75mK menor a la resolución objetivo de 100mK y con posibilidades de extender el presente trabajo a investigaciones futuras.

## Mejoras y trabajo futuro

El modelo electrotérmico del microbolómetro podría ser mejorado al tener en cuenta que su resistividad varía dependiendo del punto polarización.

El desarrollo de un convertidor analógico digital (DAC) para la conversión digital de las tensiones de salida del *readout* y posterior almacenamiento de información para conformar una imagen.

La realización de una fuente de tensión de referencia con mínimas variaciones de línea, es necesaria para la alimentación del *readout* y como tensión de referencia para el amplificador del CTIA.

Con el actual trabajo se da un paso adelante en el desarrollo de arreglos de microbolómetros monolíticos en el INAOE, en los que el circuito de lectura se encuentre fabricado en la oblea de silicio para posteriormente, en un post-proceso de fabricación a baja temperatura, sea fabricado el arreglo de sensores.

# Corriente de referencia para el amplificador

La corriente de referencia para el amplificador, ha sido realizada con tecnología CMOS UMC  $0.18\mu m$ . La topología seleccionada para la corriente de referencia en el amplificador se ilustra en la Figura A.1:



Figura A.1 Circuito esquemático para la corriente de referencia.

El funcionamiento del bloque se basa en que las corrientes de referencia y salida son iguales, por lo tanto, con dimensiones iguales en los transistores p, las corrientes se pueden igualar como se muestra en la ecuación (A-1):

$$\sqrt{\frac{2I_{out}}{\mu_n C_{ox}(W/L)}} + V_{TH1} = \sqrt{\frac{2I_{out}}{\mu_n C_{ox} K(W/L)}} + V_{TH2} + I_{out} R_s$$
(A-1)

Por lo tanto, despejando se tiene:

$$\sqrt{\frac{2I_{out}}{\mu_n C_{ox}(W/L)}} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{K}}\right) = I_{out} R_s$$
(A-2)

De esta manera, realizando los cálculos respectivos se obtuvo el comportamiento de la corriente referencia como lo ilustra la Figura A.2:



Figura A.2. Comportamiento de la corriente referencia

El comportamiento de la corriente de salida, depende totalmente del valor de la resistencia seleccionada. En este caso, la corriente de polarización seleccionada fue de magnitud de 250nA, para llevar a cabo esto fue necesario el uso de una resistencia de  $163.64K\Omega$ , mientras que la razón de las dimensiones (W/L) de los transistores se muestra en Tabla A-1

Tabla A-1. Razón de las dimensiones (W/L) de los transistores para la<br/>corriente referencia

	$M_{N1}$	$M_{N2}$	$M_{P1}$	$M_{P2}$
$\left(\frac{W}{L}\right)$	0.5	1	1	1