



INAOE

DISEÑO DE UN CIRCUITO INTEGRADO DE LECTURA PARA SENSORES DE SILICIO CON SALIDA DE CORRIENTE

por

Emmanuel Gómez Ramírez

Tesis sometida como requisito parcial
para obtener el grado de

**MAESTRO EN CIENCIAS EN LA
ESPECIALIDAD DE ELECTRÓNICA**

en el

**Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y
Electrónica**

Febrero 2010
Tonantzintla, Puebla

Supervisada por:

Dr. José Alejandro Díaz Méndez, INAOE
Dr. José Miguel Rocha Pérez, INAOE

©INAOE 2010

El autor otorga al INAOE el permiso de
reproducir y distribuir copias en su totalidad o en
partes de esta tesis



Resumen

Los sensores inteligentes son de gran interés en varios campos de la industria, sistemas de control, aplicaciones biomédicas etc.

El acelerado avance en tecnologías de circuitos integrados ha traído nuevos cambios en el diseño de sensores integrados y sistemas micro-electro-mecánicos (MEMS).

La tecnología de los microsistemas modernos ofrece nuevos caminos de combinar sensado, procesamiento de señal y actuadores en escalas microscópicas.

La potencial aplicabilidad de los detectores de radiación UV, en campos que van desde el almacenamiento óptico de información hasta la detección de incendios, ha impulsado el desarrollo de los dispositivos basados en silicio debido a la posibilidad de obtener estos fotodetectores a bajo costo.

El objetivo de este trabajo es el diseño de los circuitos electrónicos necesarios para procesar la señal del sensor y su realización en circuito integrado utilizando una tecnología CMOS de $2.5\mu\text{m}$ de CNM, España. El sensor de silicio ya ha sido fabricado y caracterizado, con lo cual se tiene un modelo sencillo para el diseño de los circuitos, que permitan el acondicionamiento de la señal de salida del sensor.

El producto final deberá ser la fabricación del sensor y la electrónica integrada en el mismo chip.

Agradecimientos

Al INAOE por las facilidades para poder terminar esta etapa de mi vida.

Al CONACyT por su apoyo económico otorgado a través de la beca, ya que sin ese apoyo no hubiera sido posible solventar este estudio de posgrado.

A los doctores José Alejandro Díaz Méndez, José Miguel Rocha Pérez, Mariano Aceves Mijares y al M.C. Jorge Miguel Pedraza Chávez por el apoyo incondicional, consejos y enseñanzas que me brindaron en la realización de esta tesis.

A los doctores Xavier Formatje y Carlos Domínguez de CNM, España por las facilidades y el apoyo en el diseño del circuito integrado.

A mi familia, por los sacrificios que han hecho, por su apoyo en todas las circunstancias a lo largo de mi vida, por los momentos de felicidad que hemos pasado y por ser una de mis motivaciones para continuar con mis estudios.

A mi esposa, por su amor que me ha dado, porque siempre me apoyó y me animó para finalizar este trabajo sin importar la distancia y los contratiempos que nos encontramos a lo largo de nuestra vida juntos. æ

A todos mis amigos y compañeros que compartieron conmigo momentos de alegría, de tristeza y de cansancio.

Dedico esta tesis a la memoria de mi madre,

Natividad Ramírez Ávila.

Gracias por todo el amor que le entregaste a tu familia.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Objetivos	2
1.2. Organización de esta tesis	2
2. Adquisición de datos en sensores inteligentes	5
2.1. Métodos de adquisición de datos	6
2.1.1. Sistemas de bajo y alto nivel	6
2.2. Acondicionamiento de la señal	8
2.2.1. Tipos de acondicionamiento de la señal	9
2.3. Conversión de variables eléctricas a frecuencia	14
2.3.1. Convertidores voltaje-frecuencia	15
2.4. Sensor de UV de Silicio	15
2.4.1. Características del SRO	17
2.4.2. Aplicaciones	22
3. Acondicionamiento de la señal del sensor de UV	23
3.1. Sistema propuesto para el acondicionamiento y adquisición de la señal del sensor de UV	24
3.2. Amplificador de corriente	24
3.3. Osciladores	29
3.3.1. Tipos de osciladores	32
3.3.2. Osciladores de anillo	32

3.3.3. Entonado de frecuencia en los osciladores	33
3.4. Implementación	34
3.5. Simulación y resultados del oscilador	35
3.6. Layout	41
4. Convertidor de frecuencia a digital	43
4.1. Métodos de conversión de frecuencia a código digital	43
4.1.1. Método de conteo estándar directo	44
4.1.2. Método de conteo indirecto	45
4.1.3. Método de conteo discreto o radiométrico	46
4.1.4. Método de conversión por valores absolutos	47
4.2. Implementación	48
4.2.1. Restador	50
4.2.2. Comparador	51
4.2.3. Acumulador	52
4.2.4. Contador ascendente-descendente	54
4.3. Simulación y resultados de convertidor	55
5. Conclusiones y trabajo futuro	59
5.1. Conclusiones	59
5.2. Trabajo futuro	60
. Bibliografía	63
A. Circuitos digitales básicos	67
A.1. Inversor	67
A.2. NAND	68
A.3. NOR	68
A.4. Flip-Flop	69
A.5. Buffer	69

Índice de figuras

1.1. Sensor inteligente integrado clásico.	2
2.1. Sistema de multiplexado de bajo nivel.	7
2.2. Sistema de multiplexado de alto nivel.	7
2.3. Respuesta del filtro pasa bajas (a) ideal y (b) práctico.	11
2.4. Respuesta básica de un filtro pasa altas.	12
2.5. Respuesta básica de un filtro pasa bandas.	12
2.6. Respuesta básica de un filtro rechaza bandas.	13
2.7. Clasificación en términos de la señal de salida (IFSA 2003).	14
2.8. Responsividad del SRO comparado contra la responsividad típica del silicio [8].	16
2.9. Características del SRO, a) efecto del recocido en 2 muestras de SRO, b) corriente típica en oscuridad del UVSiS contra el voltaje de polarización in- versa, c) densidad de fotocorriente del sensor de UV comparada contra un diodo comercial y d) coeficientes de absorción para películas de SRO [8]. . .	18
2.10. Modelo simple del sensor de UV.	19
2.11. Capacitancia de unión del sensor de UV.	19
2.12. Tiempo de respuesta del diodo comercial [12].	20
2.13. Tiempo de respuesta del diodo de Si [12].	21
3.1. Sistema de acondicionamiento y adquisición de la señal.	25
3.2. Amplificador de corriente [17].	25

3.3. Amplificador de corriente básico.	26
3.4. Diferentes tipos de espejos de corriente cascode.	27
3.5. Espejo de corriente de bajo voltaje o <i>Flipped-voltage follower</i> (FVF).	28
3.6. Amplificador de corriente.	29
3.7. Ganancia en dB del amplificador de corriente.	30
3.8. Layout del amplificador de corriente.	30
3.9. Sistema retroalimentado [27].	31
3.10. Evolución en el tiempo del sistema Retroalimentado [27].	31
3.11. Clasificación básica de osciladores más comunes [28].	32
3.12. Oscilador de anillo de tres celdas de retardo diferenciales [27].	33
3.13. Curva característica de la función de transferencia de un oscilador controlado.	34
3.14. Construcción y representación de celdas de terminación sencilla (a,b) [30].	35
3.15. Oscilador de 3 etapas para la celda de terminación sencilla [30].	35
3.16. Oscilador de anillo de tres etapas utilizando el espejo de corriente de bajo voltage.	36
3.17. Layout del oscilador de anillo de tres etapas.	36
3.18. Respuesta transitoria del oscilador de anillo de tres etapas.	37
3.19. Amplificador de corriente y oscilador de anillo.	38
3.20. Gráfica de entonado (I_{in} VS $freq.$)	38
3.21. Comparación en las gráficas de entonado.	39
3.22. Variación del entonado debido a la temperatura.	39
3.23. Variación de la respuesta transitoria del oscilador debido a la temperatura.	40
3.24. Dimensiones de los transistores.	40
3.25. Layout del chip.	42
4.1. Diagrama simplificado del método de conteo Estándar [2].	44
4.2. Diagrama de tiempo del método de conteo indirecto [2].	45
4.3. Diagrama de tiempo del método de conteo discreto [2].	47
4.4. Esquema simplificado del conteo discreto [2].	48

4.5. Diagrama a bloques de la implementación del convertidor de frecuencia a código digital.	49
4.6. Implementación del restador de frecuencias.	50
4.7. Resta cuando Osc1 es igual a Osc2.	51
4.8. Resta cuando Osc1 es diferente a Osc2.	51
4.9. Implementación del comparador de frecuencias.	52
4.10. Implementación del acumulador de 4 bits.	53
4.11. Diagrama de tiempo del acumulador.	53
4.12. Implementación del contador ascendente-descendente.	54
4.13. Diagrama a bloques de la implementación del convertidor de frecuencia a código digital.	55
4.14. Salida digital del sistema.	56
4.15. Salida del sistema contra la señal del sensor.	57
4.16. Esquema del sistema de acondicionamiento y adquisición de datos de la señal del sensor de UV.	58
A.1. Inversor CMOS.	67
A.2. NAND CMOS de 2 y 3 entradas.	68
A.3. NOR CMOS de 2 y 3 entradas.	68
A.4. Flip-flop JK, nivel compuertas.	69
A.5. Buffer de salida de los osciladores.	69

Capítulo 1

Introducción

El procesamiento e interpretación de información proveniente del entorno, son el principal trabajo de los sistemas de adquisición de datos e instrumentos basados en procesadores. La adquisición de datos y los sistemas de control necesitan manipular señales del mundo real en algún procesador. Estas señales pueden provenir de diversos sensores. La adquisición de datos (DAQ por sus siglas en inglés) es la colección y medición de señales eléctricas de un sensor o un transductor para posteriormente ser procesadas [1].

En general, un sensor es un dispositivo, el cual es diseñado para adquirir información de un objeto y transformarlo en una señal eléctrica. Un sensor inteligente integrado clásico puede ser dividido en 4 partes como se muestra en la figura (1.1). El primer bloque muestra un elemento de sensado. La señal producida por el sensor es acondicionada y procesada por el segundo bloque. Algunas veces la señal debe ser en un formato digital en paralelo o en serie. Esta función puede ser realizada por un convertidor analógico/digital o por un convertidor frecuencia/digital. El último bloque es el bus de salida que se interconecta con el procesador.

En este trabajo de tesis se diseña la circuitería necesaria para acondicionar la señal del sensor de UV en una tecnología de $2.5\mu\text{m}$ de CNM de un solo metal y 2 capas de polisilicio. El diseño se realiza primero a nivel esquemático, y se llega hasta nivel layout, realizando la verificación de las reglas de diseño y la simulación post layout para comprobar que cumple con las especificaciones requeridas.

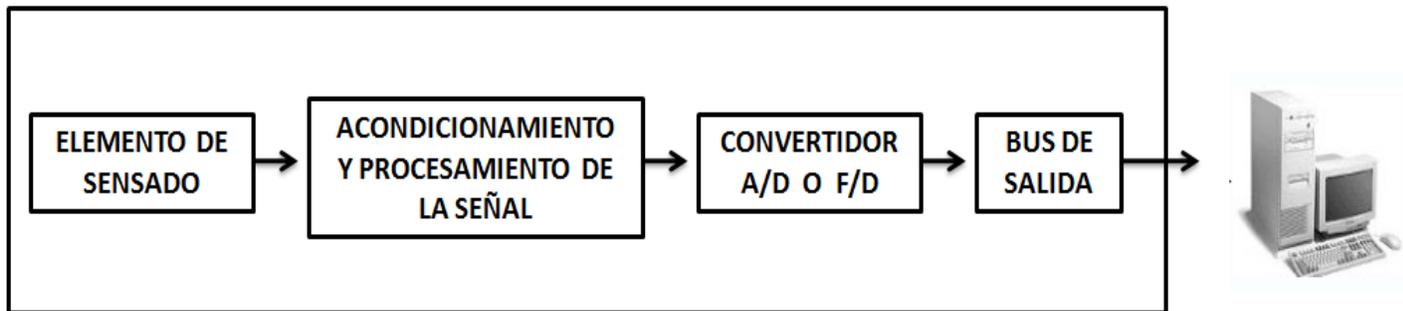


Figura 1.1: Sensor inteligente integrado clásico.

1.1. Objetivos

Los objetivos de esta tesis son:

- Diseñar los circuitos electrónicos necesarios para procesar la señal del sensor.
- Realizar el layout del circuito integrado que contenga el sensor y la circuitería de procesamiento de la señal.

1.2. Organización de esta tesis

La estructura de esta tesis es la siguiente:

En el *Capítulo 2* se describen los diferentes métodos de adquisición de datos, así como la elección del sistema a implementar en los posteriores capítulos.

En el *Capítulo 3* se presentan los conceptos básicos y diferentes tipos de los osciladores, así como la elección e implementación que se realizó.

En el *Capítulo 4* se muestran los diferentes tipos, bases teóricas, funcionamiento e implementación de convertidores de Frecuencia/Digital.

Por último, en el *Capítulo 5*, se muestran las conclusiones del trabajo de tesis y se plantea el posible trabajo futuro.

Capítulo 2

Adquisición de datos en sensores inteligentes

En la actualidad, el vertiginoso desarrollo de la electrónica y la microelectrónica han motivado que todas las esferas de la vida humana se estén automatizando, por ejemplo: la industria, el hogar, los comercios, la agricultura, la ganadería, el transporte, las comunicaciones, etc.

Los sistemas de adquisición de datos (DAQ) son un tipo particular de sistema electrónico, que consiste en la toma de muestras del mundo real (sistema analógico) para generar datos que puedan ser manipulados por un ordenador (sistema digital); en otras palabras, se toma un conjunto de variables físicas, se convierte en tensiones eléctricas y se digitaliza de manera que se puedan procesar en una computadora, para ello se requiere una etapa de acondicionamiento, que adecúa la señal a niveles compatibles con el elemento que hace la transformación a señal digital.

Un DAQ no es más que un equipo electrónico cuya función es el control o simplemente el registro de una o varias variables de un proceso cualquiera. En un sistema de medición se debe de adquirir la información, manipularla y mostrarla, y un sistema de control compara el resultado de la medición con una referencia, y modifica el sistema físico para obtener un cambio en la medición inicial. En resumen, un DAQ recibe a su entrada una señal en forma de variable eléctrica y a su salida entrega una señal en forma de variable física o de representación visual o acústica.

En el diseño de un DAQ se deben considerar las tareas específicas de cada una de las partes que lo integran, estas últimas, pueden ser identificadas a nivel de transistor, de circuito, de bloque o de subsistema [2].

2.1. Métodos de adquisición de datos

Los procesos tecnológicos y de manufactura son las principales fuentes de datos para los sistemas de sensores multicanal. Los sistemas modernos de adquisición de datos son capaces de manejar prácticamente todas las cantidades físicas y químicas, debido a la gran variedad de sensores y transductores. A partir de una estructura básica de un DAQ, se pueden considerar diversos métodos de organización cuando hay varios canales de entrada y de salida, o cuando se contempla la capacidad de procesamiento. A continuación se describen los métodos tradicionales en la adquisición de datos usados en modernos sistemas de control y de medición.

2.1.1. Sistemas de bajo y alto nivel

Los sistemas de adquisición de datos multicanal son usados para transformar los parámetros iniciales de algún proceso (las señales de salida de uno o varios sensores o transductores) en una señal digital equivalente. Es muy común que los sistemas que tienen varios canales de entrada, compartan algún recurso. Con ayuda de un multiplexor, se determina cual de las entradas será procesada, a través del recurso que comparten. La configuración más frecuente del método de cambio de canal usando división de tiempo es la que se muestra en la figura (2.1).

En este sistema las salidas de los sensores S_1, S_2, \dots, S_n son conectados a un multiplexor que permite que varios sensores compartan el resto de los recursos. El sistema se conoce como multiplexado de bajo nivel, ya que, la amplitud de las señales provenientes de los sensores serán pequeñas porque no han sido acondicionadas [2].

Se puede observar que en este sistema puede haber errores e interferencias entre la co-

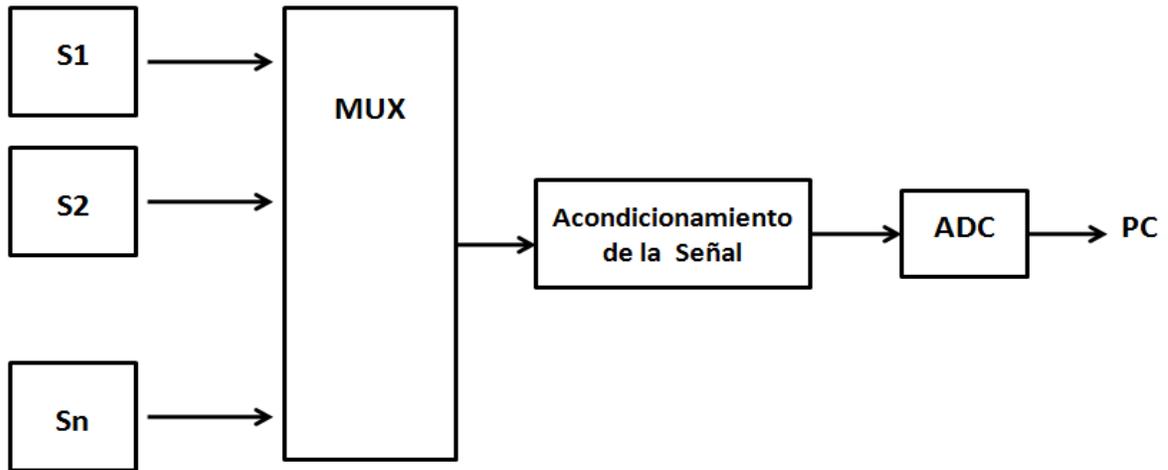


Figura 2.1: Sistema de multiplexado de bajo nivel.

nexión del sensor y el multiplexor, por lo que se puede acondicionar primero las señales de cada sensor y después multiplexarlas [2], como se observa en la figura (2.2).

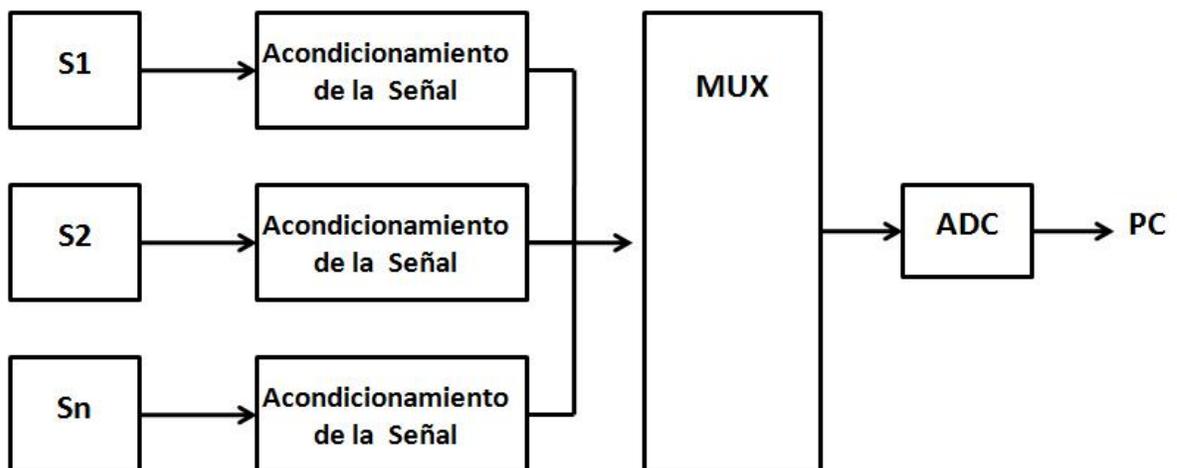


Figura 2.2: Sistema de multiplexado de alto nivel.

2.2. Acondicionamiento de la señal

Los sensores y transductores, por lo general no pueden ser conectados directamente a un procesador, por lo que es necesaria una etapa de acondicionamiento de la señal.

El acondicionamiento de la señal se puede definir como el término general para describir la forma de preprocesar, requerida para la conversión de las señales eléctricas recibidas de los transductores a señales que un procesador acepte.

Por lo tanto, la mayoría de los DAQ basados en PC incluyen algún tipo de equipo de acondicionamiento de señal. Las funciones fundamentales para el acondicionamiento de la señal son:

- Amplificación

- Aislamiento

- Filtrado

- Excitación

- Linealización

El tipo de equipo de acondicionamiento de señal necesario, y la manera en que se diseña una interfaz en el DAQ, depende en gran medida del número y del tipo de transductores, su excitación y requerimientos de tierra, y no menos importante, hasta qué punto se encuentran los transductores del procesador, que debe adquirir, analizar y almacenar la señal del transductor . En resumen, el análisis de diferentes DAQ podría llevar en principio a la conclusión de que el acondicionamiento de señal es prácticamente específico para cada aplicación [2] y [3].

2.2.1. Tipos de acondicionamiento de la señal

Amplificación

La amplificación es una de las principales tareas llevadas a cabo por el equipo de acondicionamiento de señal, que realiza dos funciones importantes:

- Aumenta la resolución de la señal de medición.

Si se considera una señal de bajo nivel en el orden de unos cuantos mV, y alimenta directamente un convertidor A/D de varios bits de salida, la resolución será de unos cuantos μV . La mejor solución será amplificar la señal de entrada a la máxima excursión de entrada del convertidor.

- Aumenta la relación señal-ruido (SNR).

La señal proveniente de los transductores, es enviada a través de un equipamiento eléctrico ruidoso que puede afectar directamente a la señal de bajo nivel de voltaje. Si la señal de bajo nivel de voltaje es amplificada antes de ser enviada, entonces se incrementa el nivel de la señal antes de que esta sea afectada por el ruido, de esta manera se incrementa la relación señal a ruido.

Aislamiento

Un acondicionador de señal aislado pasa una señal desde la fuente hasta el dispositivo de medición sin una conexión física.

El aislamiento realiza varias funciones importantes. En primer lugar, el aislamiento proporciona una importante función de seguridad mediante la protección de DAQ y de equipo caro, así como los operadores de equipos, de los sobre impulsos de alta tensión que podrían ser causados por una descarga electrostática, relámpagos o fallas de los equipos de alta tensión. Otra función importante del aislamiento es garantizar que los lazos de tierra o los voltajes de modo común no afectarán a la exactitud de las señales que se van a medir. Los lazos de tierra, causados por una diferencia de potencial entre la tierra de la fuente y la tierra

de referencia del dispositivo de medición, pueden provocar errores en la señal medida, o si es demasiado grande, puede dañar el equipo de adquisición de datos.

El uso de módulos de acondicionamiento de señales aisladas eliminará el lazo de tierra y garantizará que las señales sean medidas con precisión.

Filtrado

El filtrado elimina ruidos no deseados de las mediciones de la señal antes de que se amplifiquen y sean enviados al convertidor A/D. Alternativamente, un filtrado por software también puede ser utilizado para filtrar digitalmente ruido periódico. Esta técnica implica tomar muchas más medidas, que son necesarias para adquirir la señal deseada, y promediarlas para producir una sola medición [4].

En caso de que no haya otra forma de filtrado, un filtro analógico proporciona la mejor opción. Hay dos tipos de filtros analógicos: los filtros pasivos, que utilizan sólo componentes pasivos (tales como capacitores y resistores), y los filtros activos, que utilizan amplificadores operacionales y/o transistores. Idealmente, los filtros deben eliminar el ruido en frecuencias fuera del rango de su frecuencia de corte, proporcionando una transición muy fuerte entre las frecuencias que se transmiten y las que se han filtrado. En la práctica, los filtros no son ideales y no suelen eliminar todos los componentes de amplitud indeseables fuera de un determinado rango de frecuencias. Los atributos comunes a los filtros son los siguientes:

- Frecuencia de corte.

Esta es la frecuencia de transición a la cual el filtro es efectivo. Puede ser la frecuencia de pasa-alto o de paso-bajo y se define generalmente como la frecuencia a 3 dB por debajo de la unidad con la ganancia normalizada.

- Roll-off.

Esta es la pendiente de la amplitud contra la gráfica de frecuencia en la región de la frecuencia de corte. Esta característica distingue a un filtro ideal de un filtro práctico

(no ideal). El roll-off suele medirse en una escala logarítmica en unidades de decibeles (dB).

- Factor de calidad “Q”.

Esta variable es una característica ajustable de sintonizado del filtro y determina la ganancia del filtro en su frecuencia de resonancia.

Los filtros activos son utilizados con más frecuencia ya que proporcionan un mayor roll-off y una mejor estabilidad.

Los principales tipos de filtros se enlistan a continuación.

- Pasa bajas

La repuesta ideal de un filtro pasa bajas se muestra en la figura (2.3)(a). Todas las frecuencias por debajo de la frecuencia de corte w_c pasan a través del filtro sin ninguna atenuación. Las frecuencias por encima de la de corte son obstruidas a través del filtro y constituyen la banda de rechazo. Sin embargo, la respuesta del filtro ideal no puede ser realizada por un circuito físico [4]. El filtro pasa bajas práctico se muestra en la figura (2.3)(b).

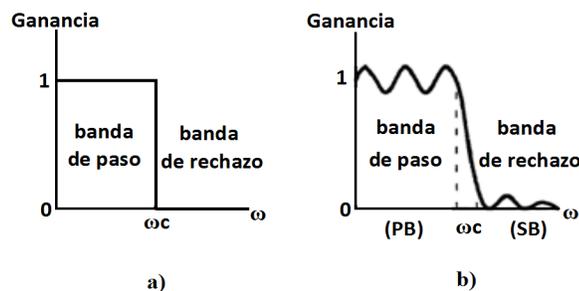


Figura 2.3: Respuesta del filtro pasa bajas (a) ideal y (b) práctico.

- Pasa altas

La respuesta de un filtro pasa altas práctico, se muestra en la figura (2.4). Idealmente, todas las frecuencias por debajo de la frecuencia de corte w_c deberían ser atenuadas.

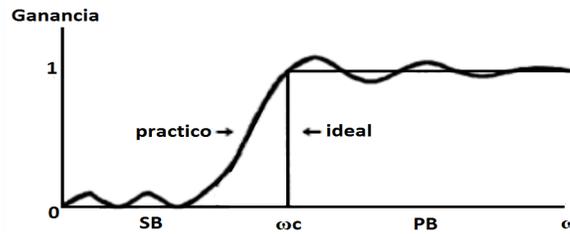


Figura 2.4: Respuesta básica de un filtro pasa altas.

- Pasa bandas

Un filtro pasa bandas ideal es irrealizable y la respuesta del filtro en la práctica se muestra en la figura (2.5) donde se observa que las frecuencias por debajo de w_{c1} , al igual que las frecuencias por encima de w_{c2} , son atenuadas.

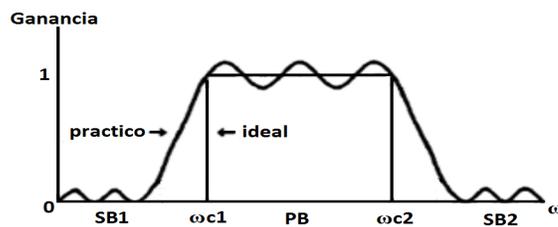


Figura 2.5: Respuesta básica de un filtro pasa bandas.

- Rechaza bandas

En la figura (2.6) se puede observar la respuesta del filtro rechaza bandas. Las frecuencias que son atenuadas en este filtro, son las que se encuentran entre w_{c1} y w_{c2} .

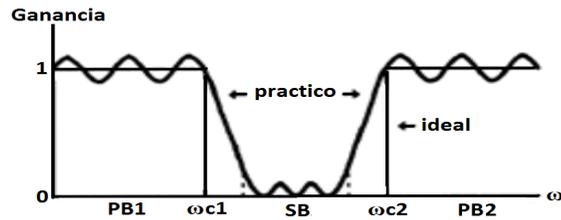


Figura 2.6: Respuesta básica de un filtro rechaza bandas.

- Pasa todo

Idealmente este filtro pasa todas las frecuencias sin ninguna atenuación, mientras que la característica que es importante es la respuesta en fase. Si la fase es lineal, entonces este puede operar como un retardo de tiempo ideal. En la práctica la fase puede ser lineal, con un error aceptable arriba de una frecuencia w_c y para frecuencias debajo de w_c el filtro puede operar como un retardo.

Linealización

Como se ha mencionado, las señales provenientes de los transductores que no exhiben una relación lineal de los fenómenos que se miden sobre un determinado rango de entrada, deben ser linealizados en alguna parte de la cadena de procesamiento. No obstante, cuando la relación lineal no es predecible y repetible esta tarea se puede realizar por hardware. Por lo general, esto requiere que el equipo de acondicionamiento de señal sea programado para un determinado tipo de transductor, pero una vez terminado, las mediciones regresan a la PC o como parte del proceso de medición que está directamente relacionado con los fenómenos (por ejemplo, la temperatura) que se miden.

2.3. Conversión de variables eléctricas a frecuencia

Durante los diferentes tipos de mediciones, las señales que se están procesando se convierten en un limitado número de parámetros de salida. Hoy en día, casi todas las propiedades de la sustancia y la energía pueden ser convertidas en corriente o voltaje con la ayuda de diferentes sensores.

Los sistemas de adquisición de datos digitales aparecieron cuando fue necesario introducir las señales medidas en una computadora. De acuerdo con la asociación internacional de sensores de frecuencia (IFSA), la división de sensores de acuerdo con su señal de salida es la que se muestra en la figura (2.7).

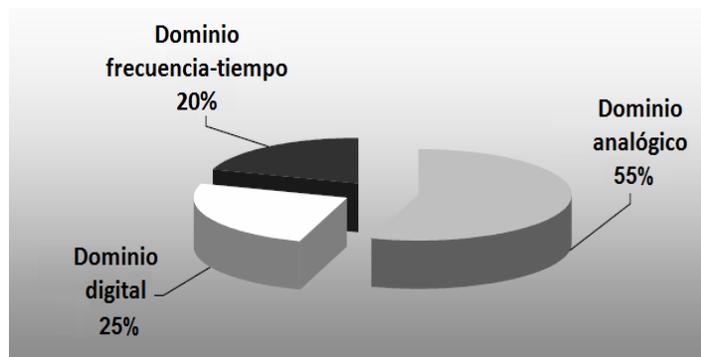


Figura 2.7: Clasificación en términos de la señal de salida (IFSA 2003).

Los sistemas digitales se utilizan en la transformación de las señales analógicas a digitales por medio de un convertidor A/D. Otra manera de conversión es por medio de la utilización de sensores cuasi-digitales, en particular los sensores de frecuencia, los cuales son sistemas que combinan las ventajas de los dispositivos analógicos y de los dispositivos digitales. La transformación de una señal en frecuencia a un código binario, es más precisa y simple que otros métodos de conversión analógico-digital [5].

Cuando se utiliza la frecuencia de la señal del sensor como parámetro de información, es necesario el uso de convertidores de voltaje (corriente) a frecuencia. Estos convertidores

son frecuentemente usados en la práctica debido a su buen desempeño: linealidad y estabilidad de las características de transformación, la exactitud, la frecuencia y la simplicidad de fabricación.

2.3.1. Convertidores voltaje-frecuencia

En años recientes, los convertidores de voltaje-frecuencia han sido muy populares debido a su bajo costo y su versátil aplicación en varios sistemas de medición y de control electrónico. Con un buen VFC (Convertidores voltaje-frecuencia, por sus siglas en inglés), se pueden perfeccionar algunos convertidores A/D comerciales.

Los VFC son dispositivos electrónicos que convierten entradas de voltaje a una salida de frecuencia linealmente, pueden recibir voltajes de entrada de AC o de DC mientras que proveen salidas de frecuencia o señal de pulsos usando técnicas, tales como modulación en amplitud (AM), modulación en frecuencia (FM), y modulación por ancho de pulsos. Algunos convertidores de voltaje-frecuencia envían su salida a contadores, switches, relevadores, temporizadores y potenciómetros.

Las especificaciones de los convertidores de voltaje-frecuencia incluyen máximo voltaje de salida, exactitud, rango de frecuencia de oscilación y aislamiento de señal.

La exactitud, la cual es representada como el porcentaje de un rango total medido, depende de factores como acondicionamiento de la señal, linealidad, histéresis y temperatura.

2.4. Sensor de UV de Silicio

La tecnología de silicio (Si), sin duda, tiene el mayor impacto en el actual mercado de la electrónica. Casi cualquier tipo de nuevo dispositivo debe ser compatible con esta tecnología. En particular con sensores, es muy conveniente que cualquier nuevo desarrollo se integre en el silicio. Sin embargo, el silicio tiene limitaciones en la detección de la luz, en particular en la región ultravioleta. Los sensores de silicio tienen una buena respuesta a la luz en el rango de 400 a 1000 nm, pero una deficiente o incluso insignificante respuesta en menos de 400

nm.

Comúnmente, el carburo de silicio y otros costosos semiconductores compuestos se usan para detectar la luz ultravioleta en el rango de 200 a 300 nm. Sin embargo, se están haciendo grandes esfuerzos para desarrollar sensores UV económicos y compatibles con Si. Tras el descubrimiento de la fotoluminiscencia (PL, por sus siglas en inglés) en el silicio poroso [8], muchos intentos se han hecho para descubrir materiales que contengan nano-cristales de silicio (NC). Muchas técnicas se han reportado para obtener NC de silicio incorporados en óxido de silicio.

En función del exceso de silicio, sus propiedades ópticas y eléctricas pueden ser modificadas. Una propiedad importante del SRO es la emisión de la luz, precisamente en el rango en el que el silicio es muy sensible.

En la figura (2.8) se muestra el espectro de radiación de SRO y la foto-respuesta típica. La emisión se realiza de 600 a 800 nm, y el promedio de responsividad en este rango es de 0.5 A/W.

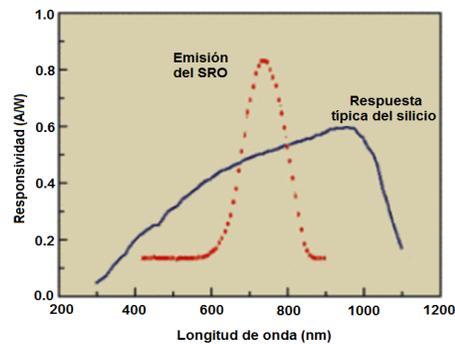


Figura 2.8: Responsividad del SRO comparado contra la responsividad típica del silicio [8].

El sensor ultravioleta de silicio (UVSiS, por sus siglas en inglés) diseñado en el INAOE presenta en esta región, mejor respuesta que los fotodiodos de silicio comerciales, y al menos diez veces más densidad de corriente en la región UV (200 a 400 nm). En las regiones visible e infrarrojo, se observan resultados comparables. Es importante mencionar que el UVSiS no se ha optimizado para ninguna región.

2.4.1. Características del SRO

En la figura (2.9)(a) se observan dos bandas de emisión: banda A, localizada entre 650 y 850 nm, que corresponde a las muestras térmicamente recocidas. Mientras que la banda B se localiza aproximadamente entre 400 y 500 nm, que corresponde a las muestras no recocidas.

La figura (2.9)(b) muestra la corriente típica en oscuridad del UVSiS contra el voltaje de polarización.

En la figura (2.9)(c) se compara la densidad de corriente de un fotodetector comercial con el UVSiS. En esta gráfica se puede observar que la densidad de corriente del UVSiS es mayor en aproximadamente un orden de magnitud con respecto al fotodetector de silicio comercial, en una región estrecha de UV entre 200 y 400 nm. Sin embargo, en la región visible e infrarroja, se tienen resultados similares.

Del coeficiente de absorción de silicio, figura (2.9)(d), se puede observar que los fotones incidentes con una longitud de onda de 650 a 800 nm tienen una longitud de absorción de 3 a 10 μm . La emisión del SRO tiene un pico a 750 nm, donde le corresponde una longitud de absorción de 4 μm .

El sensor ultravioleta de silicio puede ser modelado como se muestra en la figura (2.10). Donde la fuente de corriente $I_S(\lambda)$ es dependiente de la longitud de onda de la luz incidente al sensor, C_S es la capacitancia de unión y R_S es la resistencia de contacto y puede ser despreciada.

En la figura (2.11) se muestra la relación entre la capacitancia C_S y el voltaje de polarización.

En la figuras (2.12) y (2.13) se muestra la respuesta en tiempo de un diodo comercial y

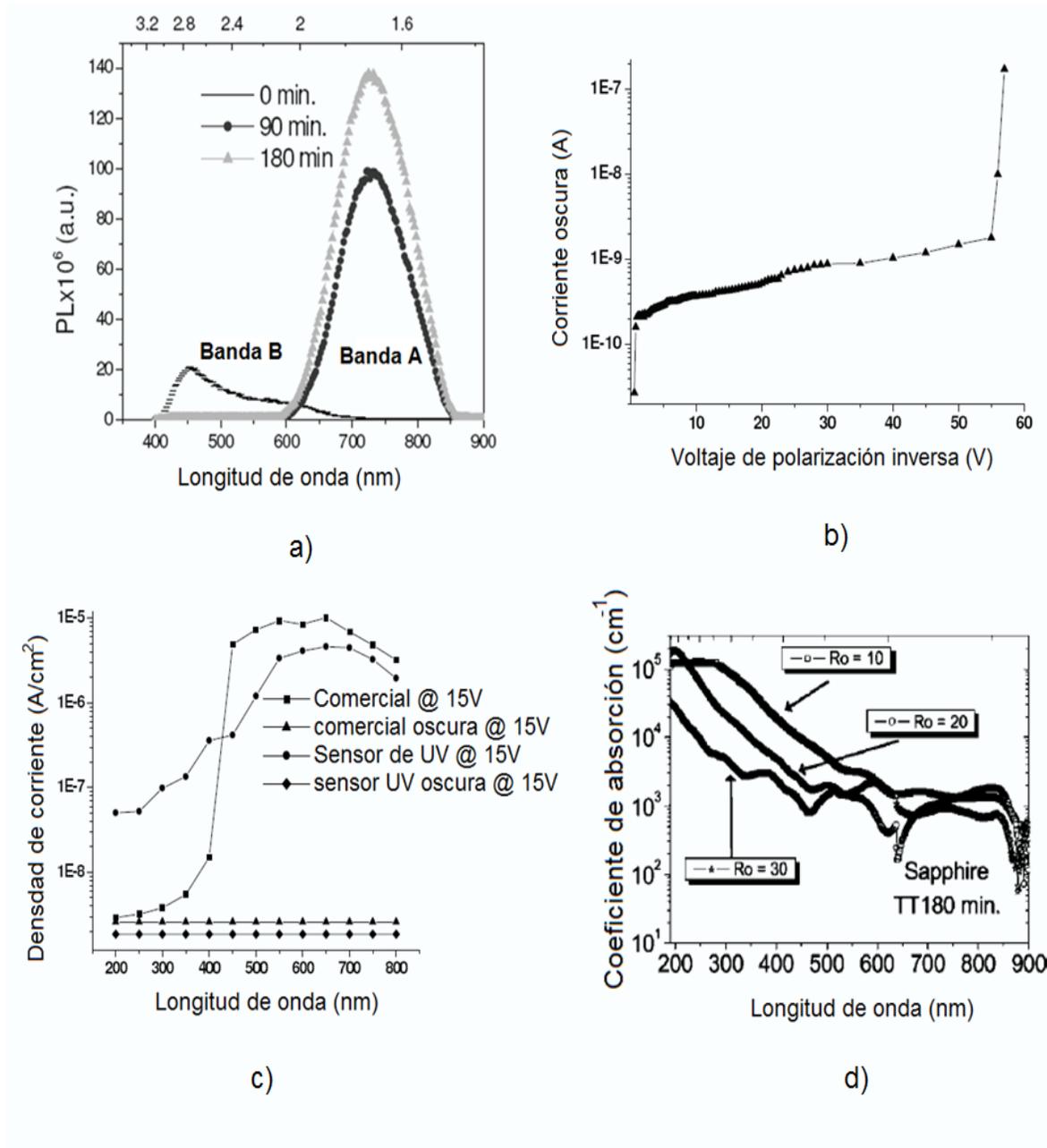


Figura 2.9: Características del SRO, a) efecto del recocido en 2 muestras de SRO, b) corriente típica en oscuridad del UVSiS contra el voltaje de polarización inversa, c) densidad de fotocorriente del sensor de UV comparada contra un diodo comercial y d) coeficientes de absorción para películas de SRO [8].

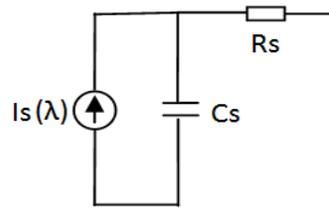


Figura 2.10: Modelo simple del sensor de UV.

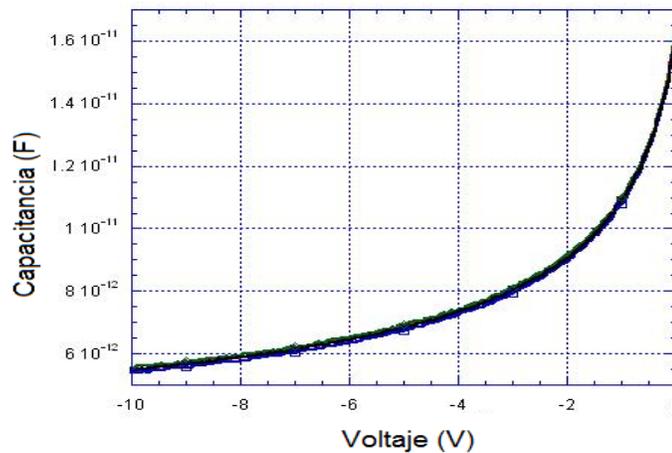


Figura 2.11: Capacitancia de unión del sensor de UV.

el diodo ultravioleta, respectivamente, con diferentes exposiciones de radiación: ultravioleta (254nm y 365nm) y visible (465nm, 525nm y 655nm) [12]. Y en la tabla se muestra un comparativo entre los tiempos de respuesta del diodo comercial y del diodo ultravioleta diseñado en el INAOE.

	Diodo comercial	Diodo de Si
Longitud de onda (nm)	Tiempo de respuesta (μs)	Tiempo de respuesta (μs)
254	$139,77 \pm 9,77$	$232,59 \pm 15,99$
365	$122,95 \pm 0,73$	$157 \pm 11,72$
655	$32,91 \pm 0,1$	$25,79 \pm 0,61$

Tabla 2.1: Comparación del tiempo de respuesta

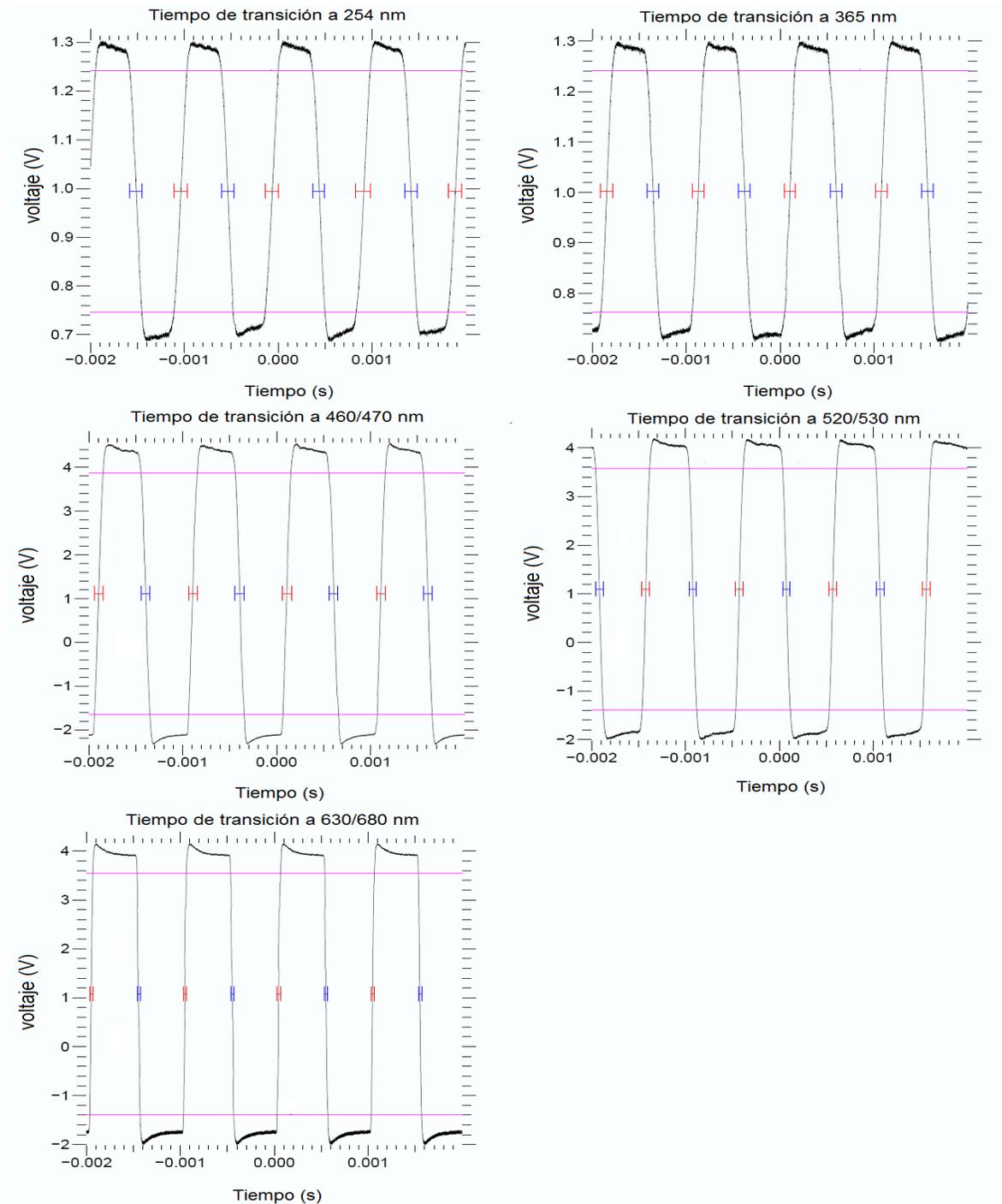


Figura 2.12: Tiempo de respuesta del diodo comercial [12].

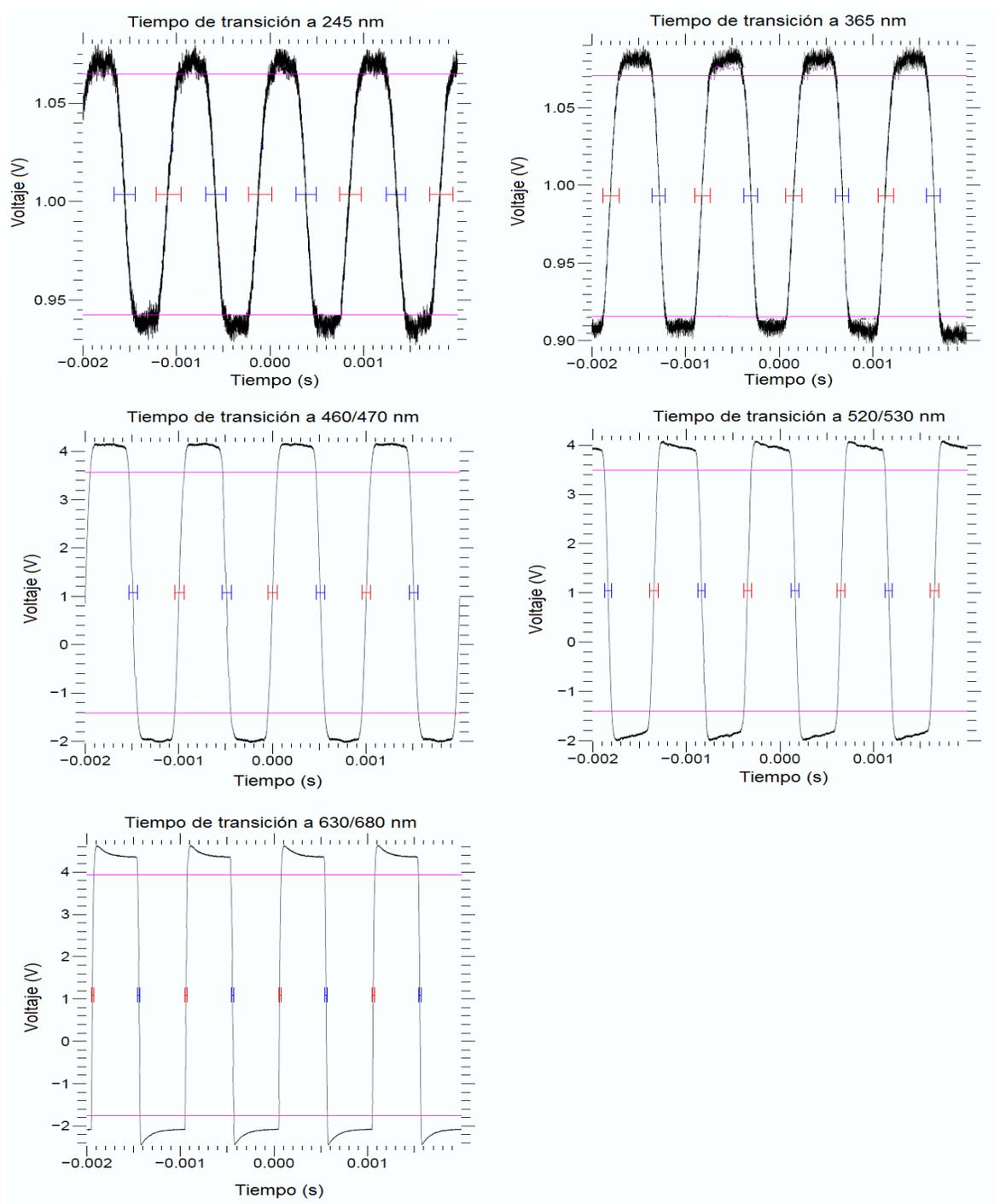


Figura 2.13: Tiempo de respuesta del diodo de Si [12].

2.4.2. Aplicaciones

Existen muchas aplicaciones potenciales para sensores de UV. Por ejemplo, las futuras técnicas de almacenamiento ópticas y digitales explotarán el laser azul y ultravioleta (Blu-ray and HD-DVD). Los laser ultravioleta que emiten por debajo de 250 nm pueden aumentar la densidad de almacenamiento óptico; los sensores de UV serán necesarios para estos sistemas. En la industria automotriz, las aplicaciones incluyen la inspección de tubos de escape para detectar la presencia de cobre. En empaquetados, la luz UV es usada para detectar el sello en las tapas de anillo que previenen grietas para evitar la oxidación y también es usado para detectar el pegamento en los paquetes. Otro uso industrial incluye el tratamiento del agua y farmacéutico. Una importante aplicación de la luz UV es en la esterilización del agua y desinfección de alimentos. La tecnología ultravioleta es usada en detectores de incendio, en la atención de la salud y en astronomía.

Capítulo 3

Acondicionamiento de la señal del sensor de UV

La información procesada por redes eléctricas, puede ser representada por voltajes nodales o corrientes de rama de la red. Ambos proveen una caracterización completa del comportamiento del sistema eléctrico. Los circuitos en modo voltaje han recibido mucha atención y encontrado un amplio rango de aplicaciones comparados con su contraparte en modo corriente.

La reducción en el voltaje de alimentación y el voltaje de umbral en la tecnología CMOS ha afectado el desempeño de circuitos en modo voltaje, típicamente reflejado en la reducción del rango dinámico, un incremento en el retardo de propagación, y una reducción en el margen de ruido. El impacto de la reducción de la fuente de alimentación en el desempeño de los circuitos en modo corriente, en cambio, es menos severo. La utilidad de los circuitos en modo corriente CMOS en el combate de las dificultades provocadas por la reducción del voltaje de alimentación y el incremento en la velocidad de operación, han originado recientemente, un incremento en la atención de la industria y la academia [16].

Un circuito en modo voltaje ideal posee una impedancia de entrada infinita, una impedancia de salida igual a cero y una ganancia de voltaje constante.

Un circuito en modo corriente ideal tiene las características de una impedancia de entrada igual a cero, una impedancia de salida infinita y una ganancia en corriente constante.

Los transistores CMOS en particular son más convenientes para procesar corriente que

voltaje, ya que la señal de salida en configuraciones de fuente común y compuerta común es corriente y la configuración de drenador común es menos usada en bajos voltajes de alimentación debido al efecto de cuerpo presente en procesos típicos CMOS.

Además, los espejos de corriente CMOS son más exactos y menos sensibles a las variaciones de proceso comparados con los espejos de corrientes bipolares [18]. Por esta razón, la realización de circuitos integrados en modo corriente a nivel transistor es mejor que en modo voltaje y resultan sistemas y circuitos más simples.

3.1. Sistema propuesto para el acondicionamiento y adquisición de la señal del sensor de UV

La figura (3.1) muestra el esquema a bloques de la arquitectura que se utilizó para la adquisición de datos del sensor de UV: La señal que proviene del sensor (corriente), será amplificada por un factor de 5 utilizando espejos, como se discutirá más adelante. La salida del amplificador de corriente nos servirá como la corriente de control para el convertidor de corriente-frecuencia que se implementará con un oscilador en modo corriente controlado por corriente (CCO).

La siguiente y última etapa muestra un convertidor frecuencia-digital. De esta manera, se obtendrá la señal del sensor en forma de un código digital, que puede ser leído por cualquier procesador.

Los detalles de cada uno de los bloques se discuten a continuación.

3.2. Amplificador de corriente

Como se observa en la figura (2.9)(c), la densidad de fotocorriente del sensor de UV varía de 1nA a $1\mu\text{A}$, por lo que es conveniente amplificarla.

Un amplificador de corriente, como se mencionó anteriormente, posee una resistencia de entrada baja, por lo que la fuente de entrada tendrá una resistencia grande (R_s), y una

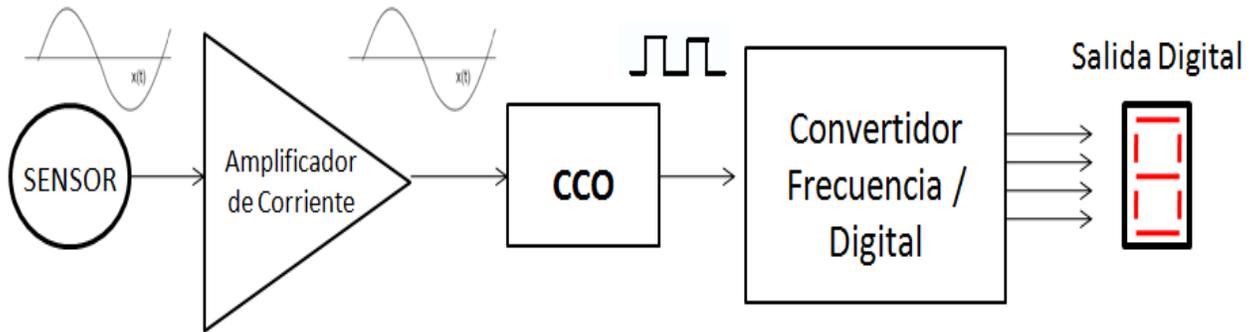


Figura 3.1: Sistema de acondicionamiento y adquisición de la señal.

resistencia de salida grande, de manera que la carga del amplificador será pequeña (R_L), como se muestra en la figura (3.2).

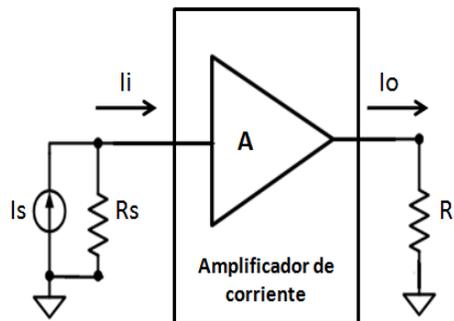


Figura 3.2: Amplificador de corriente [17].

Son varias las ventajas de usar un amplificador de corriente comparada con un amplificador de voltaje [17].

Un amplificador de corriente inversor con ganancia controlada puede ser realizado con un espejo de corriente. El esquema básico de un amplificador de corriente CMOS o espejo de corriente se muestra en la figura (3.3).

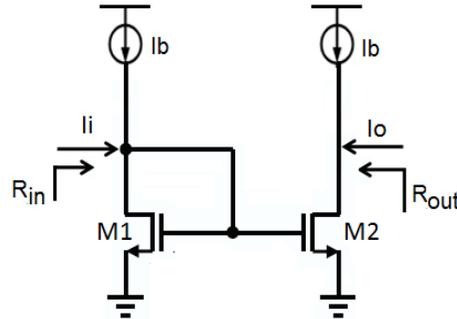


Figura 3.3: Amplificador de corriente básico.

La resistencia de entrada a baja frecuencia está dada por:

$$R_{in} = \frac{1}{gm1} \quad (3.1)$$

La resistencia de salida es:

$$R_{out} = \frac{1}{\lambda I_2} \quad (3.2)$$

Donde λ es el factor de modulación de canal e I_2 es la corriente del drenador de M2.

La ganancia de corriente está dada idealmente por:

$$A_i = -\frac{W_2/L_2}{W_1/L_1} \left(\frac{v_{GS} - V_{T2}}{v_{GS} - V_{T1}} \right)^2 \frac{1 + \lambda v_{DS2} \mu_{O2} C_{ox2}}{1 + \lambda v_{DS1} \mu_{O1} C_{ox1}} \quad (3.3)$$

En el espejo de corriente, la variación del ancho del canal W , la longitud del canal L , la movilidad μ_o y el grosor del oxido t_{ox} produce una ganancia lineal comparable a la variación de la relación de los resistores de lazo cerrado de un amplificador operacional.

Debido a la variación aleatoria del proceso de fabricación, las impedancias de entrada y de salida finita tienen un efecto significativo en la exactitud de la ganancia. Este error en la ganancia es usualmente reducido con el incremento de la impedancia de salida, usando diferentes tipos de topologías de espejos cascode. La figura (3.4) muestra algunas topologías de espejos de corriente cascode.

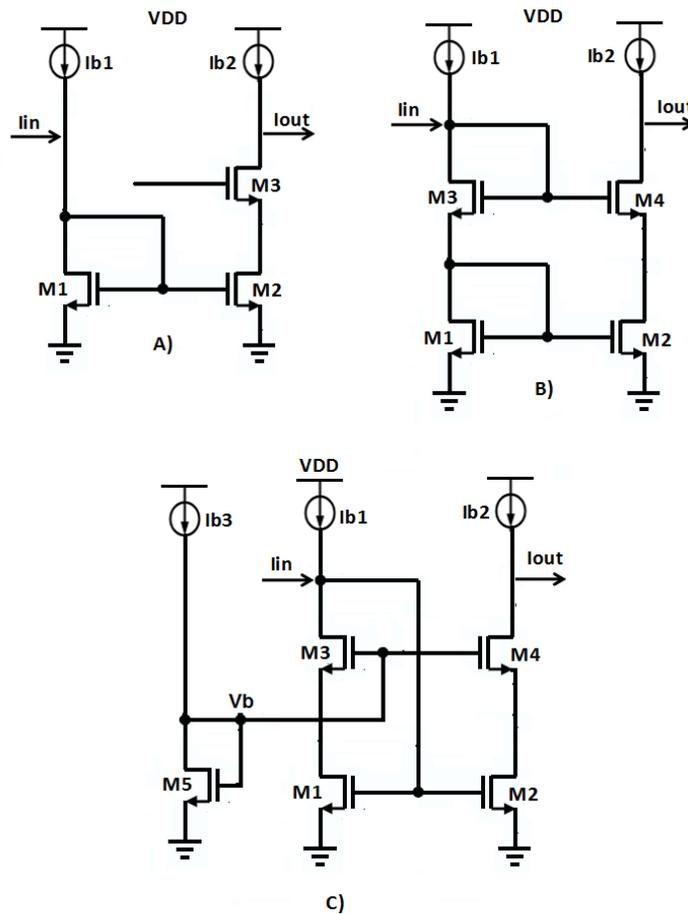


Figura 3.4: Diferentes tipos de espejos de corriente cascode.

En la figura (3.4)a se muestra el amplificador de corriente básico con un transistor de más en la salida (M3). En general, V_{DS1} y V_{DS2} son diferentes, y resulta en un error en la ganancia. La corriente del drenador depende del voltaje del drenador debido al efecto de modulación de la longitud del canal λ , la cual se incrementa conforme disminuye la longitud de canal de los dispositivos, por lo que se debe de hacer que los voltajes de V_{DS1} y V_{DS2} sean lo más iguales posible. En el circuito de la figura (3.4)b, se agregan los transistores M3 y M4 por encima del espejo de corriente básico para forzar que el voltaje V_{DS2} sea igual a V_{DS1} . Desafortunadamente, esto reduce significativamente el rango de voltaje de salida y el mínimo voltaje de polarización debe ser mayor que en el caso del espejo simple. En la figura (3.4)c

se agrega una rama de polarización (I_{b3} , M5) para el cascode compuesto por los transistores M3 y M4, como se presenta en la figura (3.4)c.

En ocasiones, las topologías de espejos de corriente cascode deben copiar picos de corriente muy grandes comparados con la corriente de polarización. Con una corriente muy grande, los espejos de corriente cascode requieren de mayor voltaje para operar.

El espejo de corriente cascode de bajo voltaje en la figura (3.4)c, tiene la dificultad de mantener en saturación los transistores de entrada con señales de corriente de amplitud muy grande, porque el voltaje V_{GS} aumenta de manera que se aumenta la corriente de entrada y el transistor cascode M3 puede entrar en la región de trío en los picos de corriente negativos de la señal de entrada si el voltaje de polarización V_b es muy alto. Asimismo, los transistores M1 y M2 pueden entrar en la región de trío en los picos de corrientes positivos de la señal de entrada si el voltaje de polarización V_b es muy bajo.

Para lograr que M1 se mantenga en saturación y obtener un menor requerimiento de voltaje en la entrada, así como una menor resistencia de entrada, se propone el uso del circuito seguidor de voltaje conocido como *flipped-voltage follower* (FVF) [20], que se muestra en la figura (3.5).

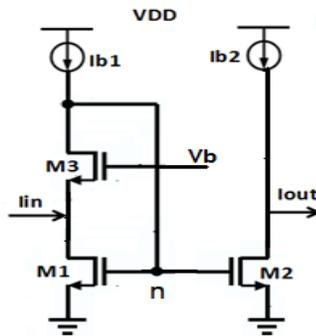


Figura 3.5: Espejo de corriente de bajo voltaje o *Flipped-voltage follower* (FVF).

Este circuito presenta características muy peculiares en su comportamiento en frecuencia, estabilidad e impedancia de entrada [22] y [20].

Tomando en cuenta las características del espejo de corriente de bajo voltaje (FVF), figura

(3.5), se realizó un amplificador de corriente de ganancia $A_i=5$ utilizando dicha celda como se ilustra en la figura (3.6).

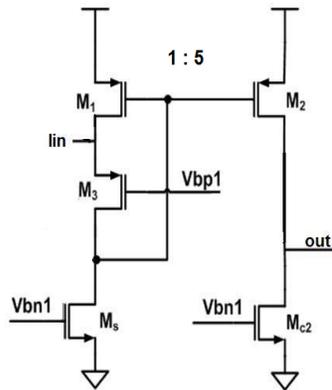


Figura 3.6: Amplificador de corriente.

De acuerdo con la ecuación (3.3), la relación entre M1 y M2 debe de ser igual a la ganancia, por lo tanto, proponiendo $(W/L)_1 = 10\mu\text{m}/10\mu\text{m}$, la relación de $(W/L)_2$ debera de ser $50\mu\text{m}/10\mu\text{m}$.

En la figura (3.7) se muestra la respuesta del amplificador de corriente, donde se puede observar que la ganancia es de 14 dB, que equivale a una ganancia lineal de 5.

El diseño del layout del amplificador, se muestra en la figura (3.8).

3.3. Osciladores

Un oscilador tiene como principal tarea, generar una señal periódica a una frecuencia específica o a una frecuencia variable. Un oscilador simple es un circuito que produce en su salida una señal periódica, usualmente en forma de voltaje, y es capaz de mantener su salida

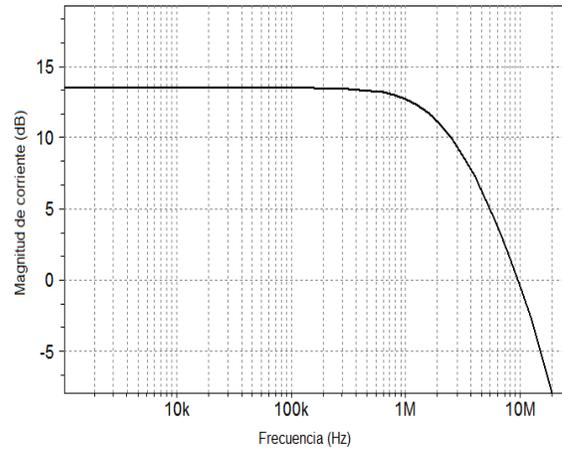


Figura 3.7: Ganancia en dB del amplificador de corriente.

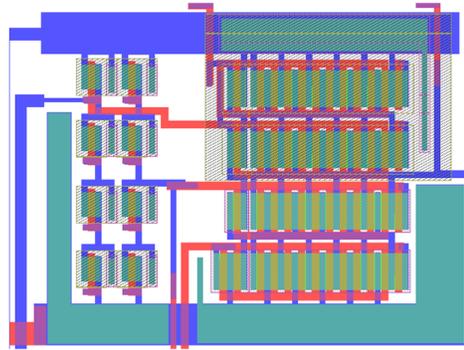


Figura 3.8: Layout del amplificador de corriente.

indefinidamente sin tener una señal de entrada. Considerando el circuito de retroalimentación negativa unitaria que se muestra en la figura (3.9) donde:

$$\frac{V_{in}}{V_{out}}(s) = \frac{H(s)}{1+H(s)} \quad (3.4)$$

El circuito oscilará, si este experimenta un cambio de fase, tal que, la retroalimentación llegara a ser positiva. Como se observa en (3.4), para $s = j\omega_0$, $H(s) = -1$, la ganancia de lazo cerrado tenderá a infinito en ω_0 , entonces, el sistema amplifica sus componentes de ruido indefinidamente. Siguiendo la figura (3.10) se puede observar que una componente de ruido

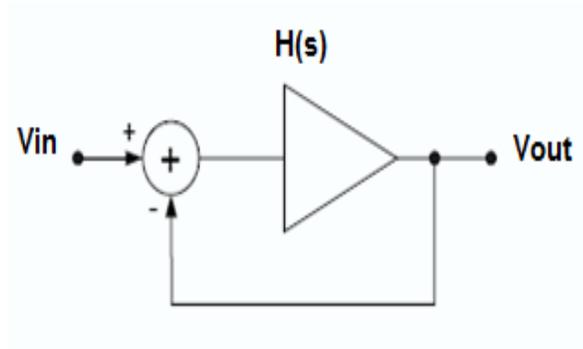


Figura 3.9: Sistema retroalimentado [27].

en ω_0 experimenta una ganancia unitaria y un cambio de fase de 180° , regresando al restador en forma invertida, por lo tanto, la señales de entrada y de retroalimentación son sumadas de manera que el circuito sigue regenerándose, permitiendo que la componente en ω_0 crezca.

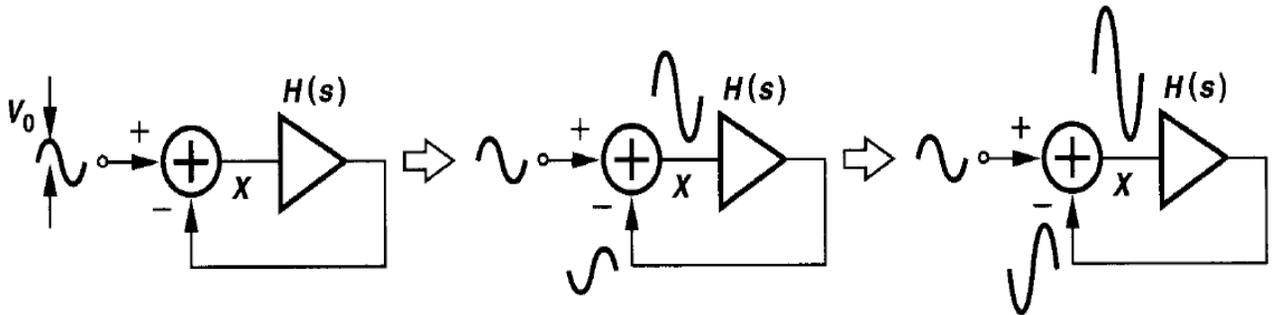


Figura 3.10: Evolución en el tiempo del sistema Retroalimentado [27].

En resumen, el circuito podrá oscilar en ω_0 si su ganancia de lazo, satisface dos condiciones:

- Condición de fase: El cambio de fase a través del lazo en esta frecuencia sea igual a 180° .

$$\angle H(j\omega_0) = 180^\circ \quad (3.5)$$

- Condición de ganancia: La ganancia total a través del lazo en la frecuencia de oscilación ω_0 , sea mayor que la unidad.

$$|H(j\omega_0)| \geq 1 \quad (3.6)$$

Estos criterios son conocidos como “*Criterios de oscilación de Barkhausen*”

3.3.1. Tipos de osciladores

Existe una gran cantidad de osciladores y no hay ningún diseño de oscilador que funcione para todas las aplicaciones. En la figura (3.11) se presenta una clasificación sencilla de los osciladores más comunes compatibles con la tecnología CMOS. Los osciladores no resonantes más comunes están basados en sistemas de un solo polo, mientras que los resonantes poseen dos polos [28].

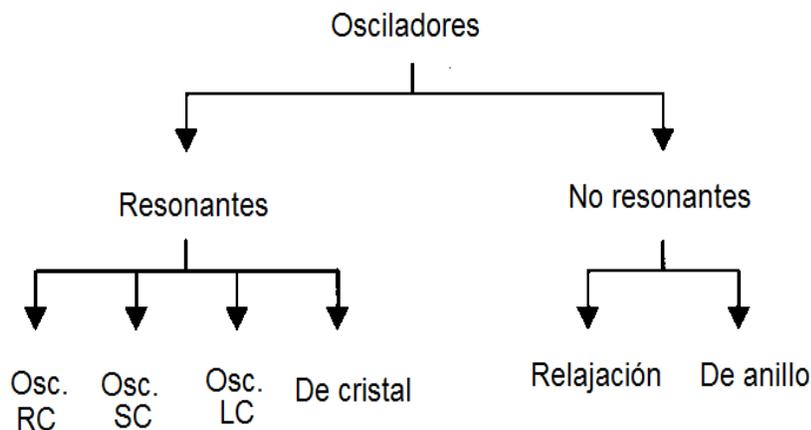


Figura 3.11: Clasificación básica de osciladores más comunes [28].

3.3.2. Osciladores de anillo

Los osciladores de anillo ofrecen varias ventajas sobre los osciladores resonantes [28]. Un oscilador de anillo generalmente consta de un número impar de amplificadores inversores,

con la salida del último amplificador conectada a la entrada del primero (retroalimentación global). Como se mencionó anteriormente, un circuito debe de cumplir con los criterios de Barkhausen para que pueda oscilar. Considerando el oscilador de anillo de 3 celdas de retardo idénticas que se muestra en la figura (3.12).

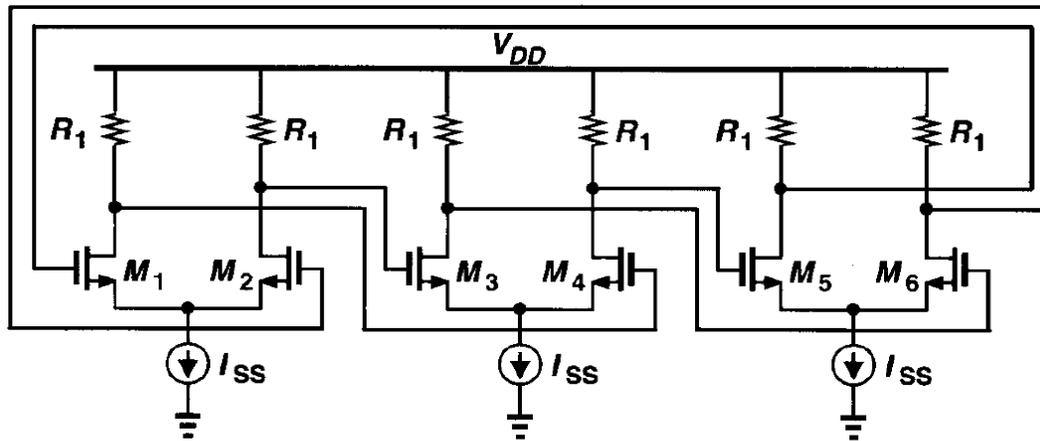


Figura 3.12: Oscilador de anillo de tres celdas de retardo diferenciales [27].

Cada celda del oscilador de anillo debe de tener un cambio de fase dependiente de la frecuencia de 60° que corresponde a $180^\circ/3$. Se puede observar que cada celda tiene un polo dominante, lo que se refleja en un cambio de fase máximo de 45° en ω_p y 90° en $\omega = \infty$, por lo que el cambio de fase requerido se logra en cierta frecuencia, donde la ganancia total de la retroalimentación puede ser mayor o igual que 1, por lo que el circuito oscilará.

3.3.3. Entonado de frecuencia en los osciladores

Muchas aplicaciones requieren que los osciladores tengan una oscilación *variable*, es decir que la frecuencia sea función de una entrada de control [16]. Un oscilador ideal controlado por voltaje es un circuito cuya frecuencia de salida es una función lineal de su variable de control. Su frecuencia de salida está dada por:

$$\omega_{osc} = K_{CO}X_{ctrl} + \omega_0 \quad (3.7)$$

Donde K_{CO} es la ganancia del oscilador controlado, X_{ctrl} representa la variable de control, y ω_0 es la frecuencia cuando $X_{ctrl} = 0$ [27].

La figura (3.13) muestra en sentido gráfico (3.7).

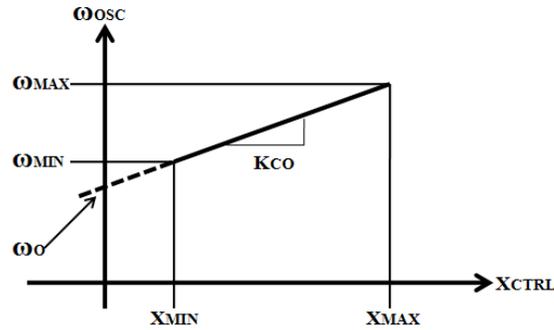


Figura 3.13: Curva característica de la función de transferencia de un oscilador controlado.

Dependiendo de que la señal de control sea voltaje o corriente, los osciladores de anillo son clasificados en osciladores controlados por voltaje (VCOs) y osciladores controlados por corriente (CCOs) [16].

3.4. Implementación

En [30] se estudia la realización de osciladores de anillo controlados por corriente (CCO) basados en el espejo de corriente de bajo voltaje, siguiendo los esquemas que se muestran en la figura (3.14) y la figura (3.15).

La estructura del oscilador de anillo, muestra características importantes en los circuitos en modo corriente, tales como, impedancia de entrada muy baja y bajo consumo de potencia.

En dicho estudio, se reporta que la relación de la oscilación del sistema con la variable de control (corriente de entrada) no tiene una buena linealidad.

Debido a que la linealidad del oscilador es un parámetro importante dentro de este trabajo de tesis, se ha optado por realizar un cambio en la estructura del oscilador que se muestra en la figura (3.14), que permita obtener una mejor linealidad y una mayor ganancia K_{CO} en el

entonado del oscilador.

Anteriormente, se mencionó que las celdas de los osciladores de anillo deben de ser idénticas, para mantener esta característica, se cambió la entrada de corriente del lazo de retroalimentación a la corriente de polarización de cada una de las celdas, como se muestra en páginas posteriores.

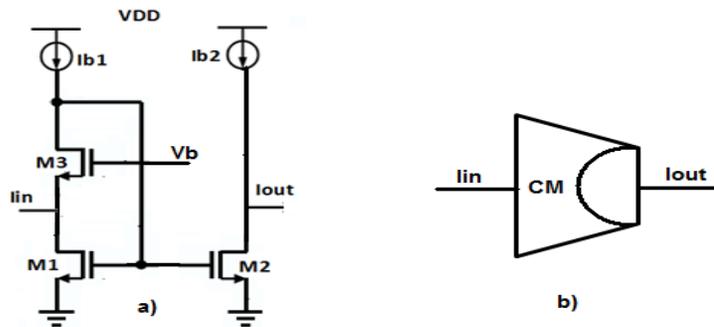


Figura 3.14: Construcción y representación de celdas de terminación sencilla (a,b) [30].

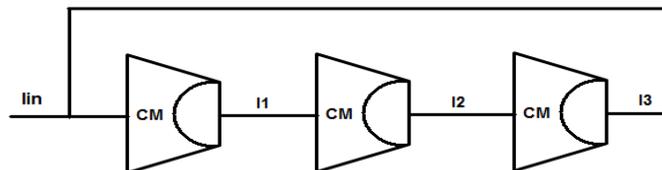


Figura 3.15: Oscilador de 3 etapas para la celda de terminación sencilla [30].

3.5. Simulación y resultados del oscilador

El oscilador de anillo controlado por corriente en modo corriente se construyó con la celda del espejo de corriente de bajo voltaje, descrito anteriormente, con la configuración de la figura (3.15) y se realizó el cambio en la entrada de corriente como se puede visualizar en la figura (3.16).

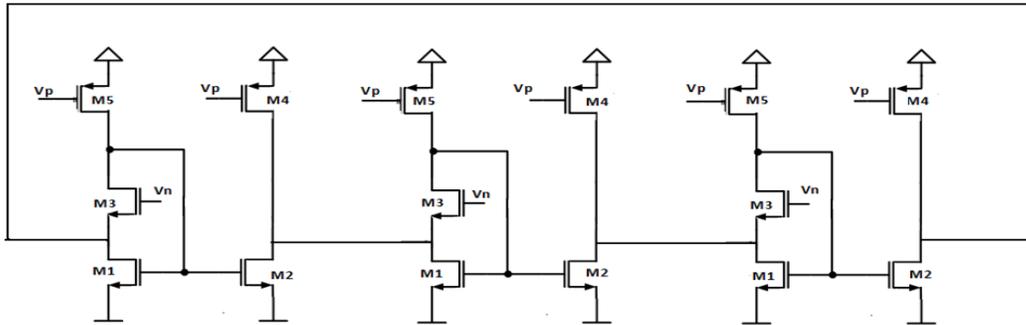


Figura 3.16: Oscilador de anillo de tres etapas utilizando el espejo de corriente de bajo voltaje.

Donde el voltaje del riel (V_{dd}) es de 9V, con un voltaje de polarización V_n de 2.4V y la corriente de polarización de $50\mu A$. El circuito se diseñó en una tecnología de $2.5\mu m$ de CNM de un solo metal y dos capas de polisilicio.

En la figura (3.17) se muestra el layout de los dos osciladores que se diseñaron (uno variable y el otro fijo), al igual que el buffer de salida de cada uno de ellos.

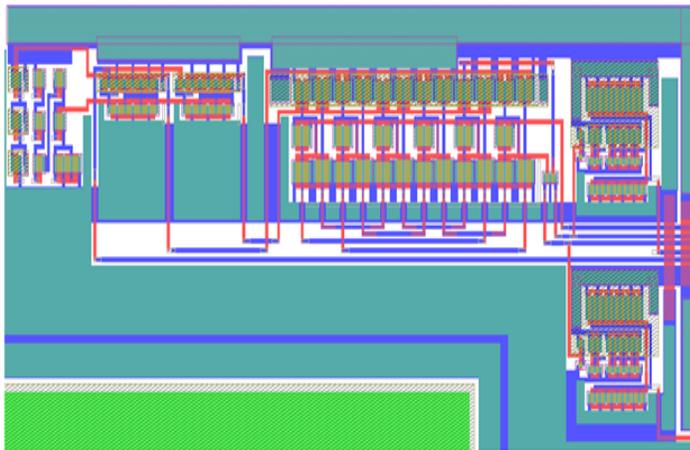


Figura 3.17: Layout del oscilador de anillo de tres etapas.

El análisis transitorio brinda algunas características de los osciladores, como frecuencia, amplitud y tiempo de establecimiento de la señal periódica. Al modificar la corriente de

control es posible encontrar el rango de sintonización y las frecuencias mínimas y máximas del oscilador.

En la figura (3.18) se muestra la respuesta transitoria del oscilador controlado por corriente simulado con una relación de W/L de todos los transistores de $50\mu\text{m}/10\mu\text{m}$. La gráfica muestra la comparación de la oscilación conseguida en las simulaciones a nivel esquemático contra la simulación postlayout. La frecuencia natural ($I_{in} = 0$) del oscilador en ambos casos es de aproximadamente 20MHz. Cabe mencionar que la frecuencia natural del oscilador, depende de la polarización (Ibias y Vn) y de la relación W/L de los transistores.

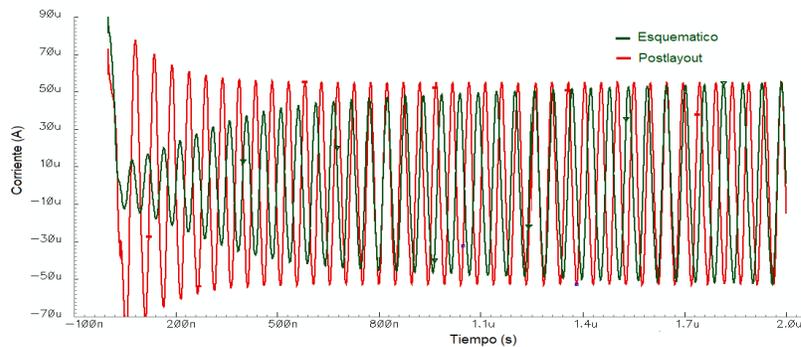


Figura 3.18: Respuesta transitoria del oscilador de anillo de tres etapas.

Para obtener la gráfica de entonado, se simuló el oscilador y el amplificador de corriente, que se describieron anteriormente, en conjunto como se visualiza en la figura (3.19). Como se mencionó, se cambió la entrada de corriente, del lazo de retroalimentación a la fuente de corriente de cada una de las celdas del oscilador, lo que permitió tener una mayor linealidad y una pendiente mayor en la gráfica de entonado.

Así al hacer el barrido de la corriente de entrada, de 0 a $1\mu\text{A}$ (corriente de salida del sensor de UV), y medir la frecuencia de oscilación, se obtiene la pendiente de entonado que se muestra en la figura (3.20); donde se muestra que la relación de corriente-frecuencia es muy lineal, por lo que se puede concluir que cualquier cambio en el sensor será reflejado en un cambio en la frecuencia del oscilador. La ganancia del oscilador (K_{CO}) obtenida con (3.7) es de 3KHz/nA en el línea de entonado de la simulación del esquemático y de 3.4KHz/nA en

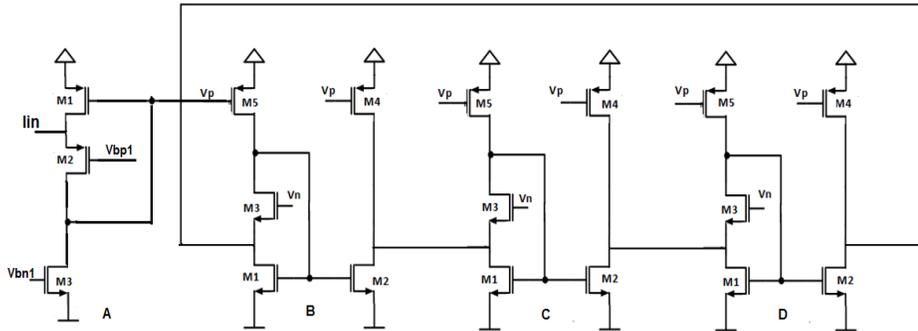


Figura 3.19: Amplificador de corriente y oscilador de anillo.

la simulación postlayout, con un error en la linealidad por debajo de 1.5 % en ambos casos.

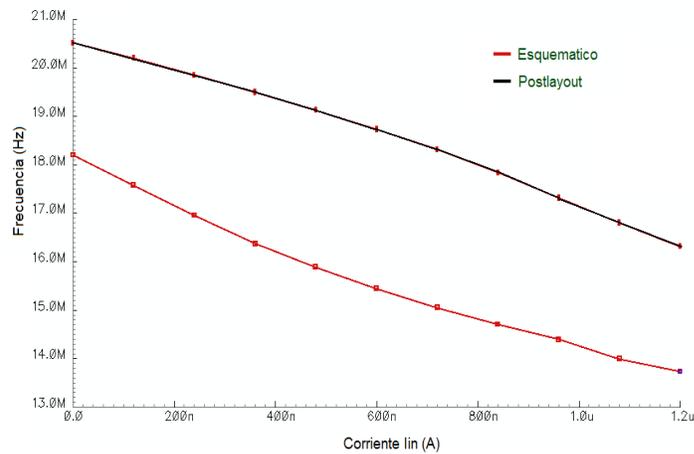


Figura 3.20: Gráfica de entonado (I_{in} VS $freq.$)

En la figura (3.21) se muestra la comparación entre las graficas de entonado de las estructuras de los osciladores que se observan en las figuras (3.15)(línea roja) y (3.16) (línea azul), donde se puede ver que el cambio en la entrada de la corriente provoca un aumento en la ganancia K_{CO} de 40Hz/nA a 3.4KHz/nA, y una disminución en el error en la linealidad de 5 % a 1 %.

En páginas anteriores se mencionó que la frecuencia de oscilación depende de la temperatura, por lo que las figuras (3.22) y (3.23) muestran la gráfica de entonado y la respuesta

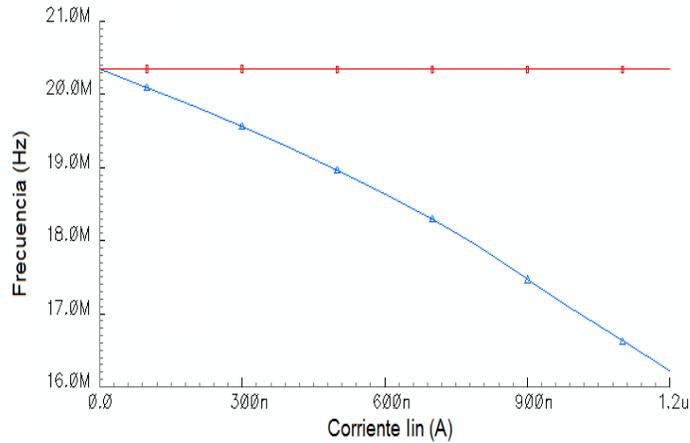


Figura 3.21: Comparación en las gráficas de entonado.

transitoria con un barrido de temperatura de 0 a 100 grados centígrados y se puede observar que la linealidad se empieza a perder a los 0°C. El rango de ganancia K_{CO} varia desde 1.7KHz/nA para 100°C hasta 5.3KHz/nA en 0°C, con un error constante debajo del 1.5 % en el rango de temperatura de 100°C a 20°C y un error máximo del 3 % en los 10 y 0°C.

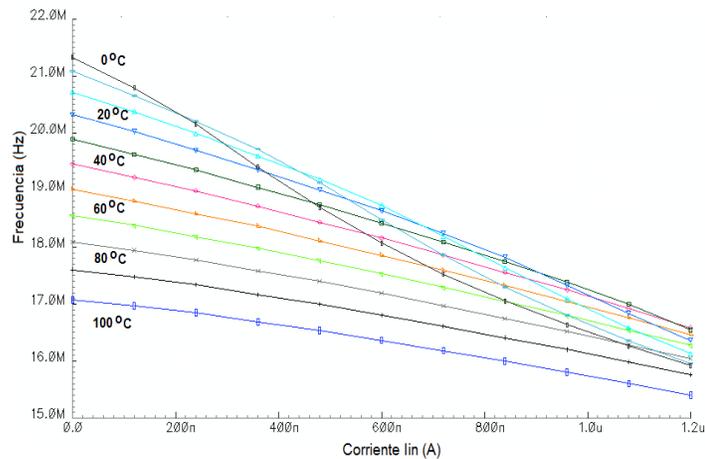


Figura 3.22: Variación del entonado debido a la temperatura.

En las figuras (2.10) y (2.11), se muestra que en el modelo del sensor se tomó en cuenta que la capacitancia de unión depende del voltaje de polarización, por lo que en todas las

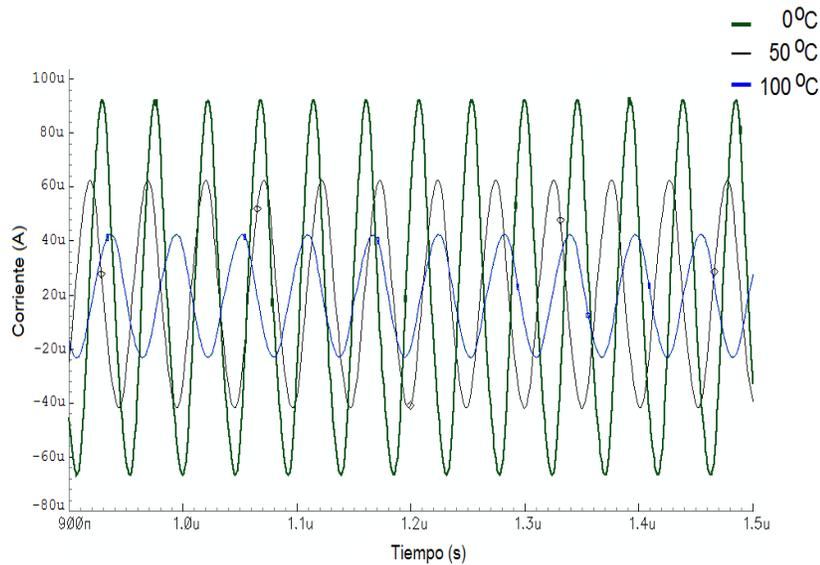


Figura 3.23: Variación de la respuesta transitoria del oscilador debido a la temperatura.

simulaciones antes presentadas se utilizó dicho modelo con un barrido en la capacitancia C_S , y se observó que el cambio que se tiene es muy pequeño, por lo que se puede considerar despreciable.

En la tabla (3.24) se muestran las dimensiones de los transistores que se utilizaron en la simulación, de acuerdo con el circuito que se muestra en la figura (3.19).

Transistor W/L (μm)					
Celda	M1	M2	M3	M4	M5
A	10/10	10/10	10/10	----	----
B	50/10	50/10	50/10	50/10	50/10
C	50/10	50/10	50/10	50/10	50/10
D	50/10	50/10	50/10	50/10	50/10

Figura 3.24: Dimensiones de los transistores.

3.6. Layout

El objetivo de esta tesis es la fabricación del chip que consta del sensor de UV con el sistema de adquisición de datos, por lo que a continuación se muestra el layout final del chip que se fabricará. Se incluyeron dos sensores de UV, uno de $2 \times 2 \text{ mm}^2$ y uno de $300 \times 300 \mu\text{m}^2$, el amplificador de corriente descrito anteriormente y 2 osciladores: el primero de ellos conectado al sensor de UV, y el segundo sin ninguna entrada, por lo que tendrá una oscilación fija de aproximadamente 20MHz (frecuencia natural). En el chip se incluyeron dos buffers que fueron conectados a la salida de ambos osciladores, lo que genera que la oscilación final sea de manera cuadrada y circuitería de prueba que consta de un preamplificador, un amplificador de voltaje y un VGA (variable gain amplifier).

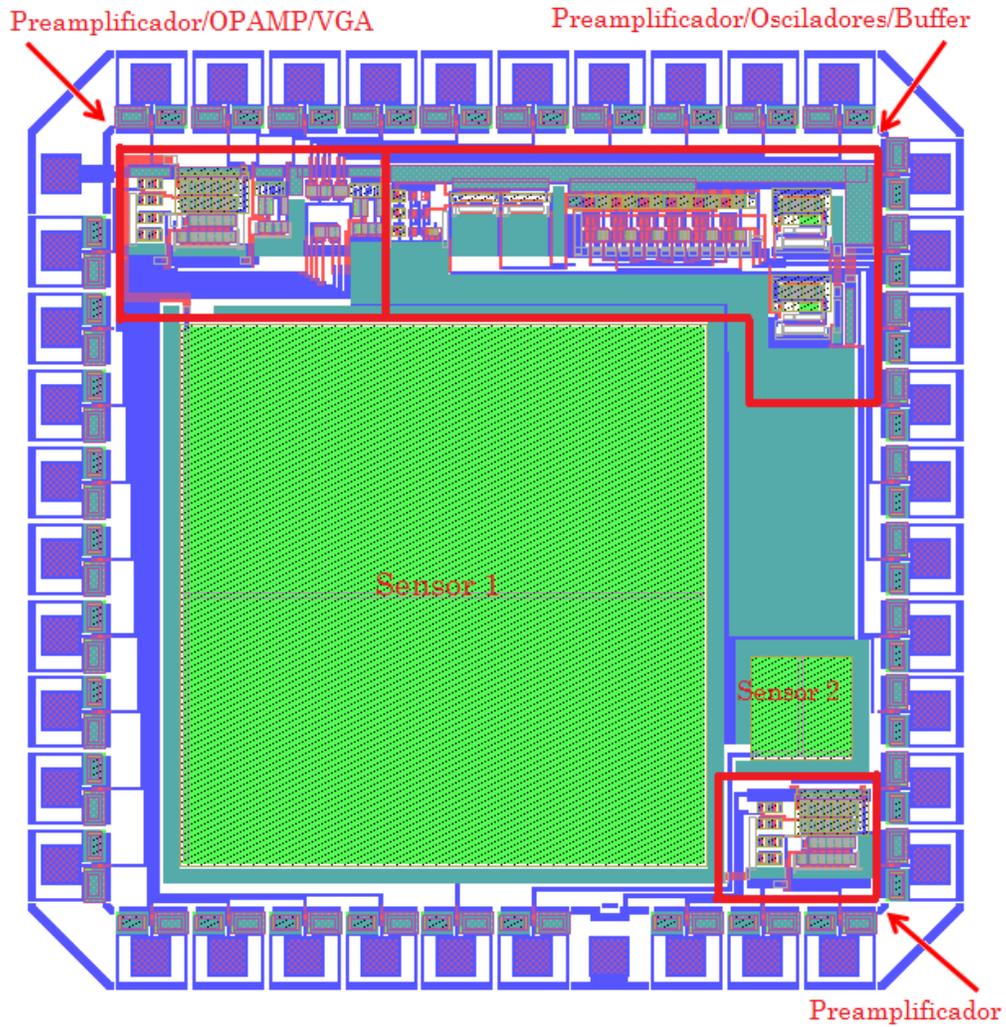


Figura 3.25: Layout del chip.

Capítulo 4

Convertidor de frecuencia a digital

Muchos procesos utilizan información en forma de pulsos. De esta manera, una entrada a un sistema puede ser una frecuencia. Esta puede ser obtenida a partir de un transductor que obtiene una frecuencia proporcional a la magnitud de otra variable física. Dicha frecuencia debe ser convertida a un código digital para que sea compatible con los sistemas de procesamiento de información. Para realizar esta conversión, se necesita el uso de un convertidor de frecuencia/digital. Un convertidor de frecuencia/digital es un dispositivo que ofrece una salida digital a partir de una frecuencia de entrada [2].

Existen varios métodos para realizar la conversión. A continuación se mencionan algunos de ellos y se describe la implementación que se hizo.

4.1. Métodos de conversión de frecuencia a código digital

La frecuencia puede ser convertida a un código digital más preciso en comparación con otros parámetros de información de señal, pero en la práctica, no sólo se debe de realizar un conteo durante un tiempo específico. Por ello a continuación se describirán los principales métodos de conversión de frecuencia a código [1].

Los principales métodos son:

- Método de conteo estándar de medición del promedio de la frecuencia para una referencia de compuerta fija.

- Método indirecto de medición de frecuencia instantánea para un intervalo de tiempo.
- Método de interpolación.
- Método de recirculación.
- Método del vernier sencillo o múltiple.
- Método de coincidencias de retardo y canales adicionales.

Algunos de los métodos mencionados anteriormente, se describirán a continuación.

4.1.1. Método de conteo estándar directo

En la figura (4.1) se muestra el circuito resumido del método de conteo estándar. Esta técnica es la más común y usada para convertir una frecuencia a una cantidad numérica.

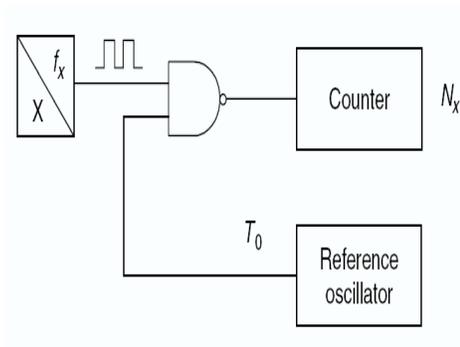


Figura 4.1: Diagrama simplificado del método de conteo Estándar [2].

En este método se tiene que contar el número de periodos T_X de una frecuencia desconocida f_X durante un intervalo de tiempo (intervalo de tiempo de referencia) T_0 . La frecuencia proveniente del sensor es simplemente acumulada durante el intervalo de tiempo esté en *alto*. El resultado de la conversión puede ser calculado como:

$$N_X = T_0/T_X = T_0 f_X \quad (4.1)$$

Si T_0 es igual a un segundo, la salida N_X es igual a la frecuencia del sensor f_X . Comúnmente, la frecuencia es determinada de acuerdo a la ecuación:

$$F_X = N_X f_0 = \frac{N_X}{T_0} \quad (4.2)$$

4.1.2. Método de conteo indirecto

Este método es mejor en la conversión de bajas frecuencias. En este método se cuenta el número de pulsos de alta frecuencia de referencia f_0 durante uno o varios n periodos T_X (figura (4.2)).

El número acumulado en el contador será:

$$N_X = n \frac{T_X}{T_0} = n \frac{f_0}{f_X} \quad (4.3)$$

Donde n es el número de periodos T_X y N_X es igual al periodo convertido.

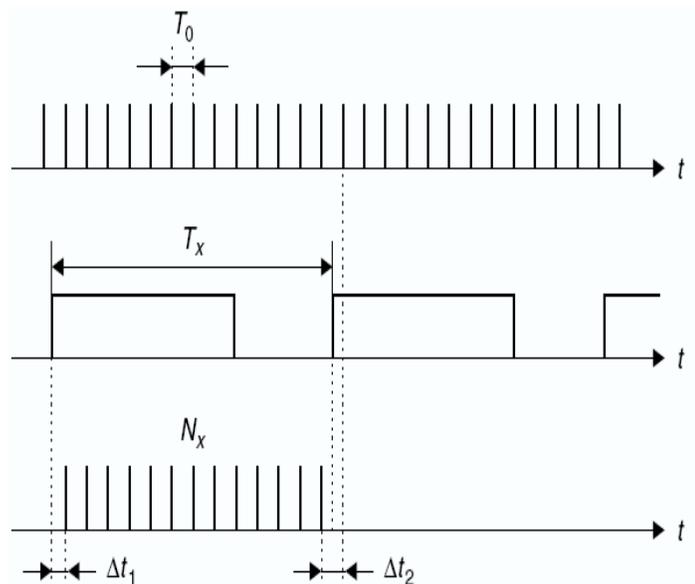


Figura 4.2: Diagrama de tiempo del método de conteo indirecto [2].

4.1.3. Método de conteo discreto o radiométrico

Este método convierte la frecuencia a un código digital con un error constante muy pequeño en un rango amplio de frecuencias. Si la señal de entrada se convierte a una secuencia de pulsos, el periodo T_X será igual al periodo de la señal de entrada. En la figura (4.3) se puede observar, que T_{01} contiene N_1 pulsos de la secuencia periódica. El número N_1 es acumulado en el primer contador. La frecuencia convertida f_X es determinada de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$f_X = \frac{N_1}{T_{01}} \quad (4.4)$$

De igual forma, justo después de que se inicio el primer conteo de tiempo T_{01} , se da un inicio a un segundo conteo de tiempo T_{02} que finaliza después de que termina T_{01} . De esta manera la duración de T_{02} es precisamente igual a un entero del periodo de la señal convertida.

$$T_{02} = N_1 T_X \quad (4.5)$$

El inicio y el fin de la ventana de tiempo es sincronizada con los pulsos de la señal de entrada, de esta manera la señal de error es excluida. La segunda ventana de tiempo es llenada por los pulsos de la frecuencia de referencia f_0 y es acumulada en el segundo contador.

La fórmula para el cálculo de la frecuencia convertida puede ser calculada de la siguiente manera. El número de pulsos de la segunda ventana de tiempo, es determinada por

$$N_2 = N_1 \frac{T_X}{T_0} = N_1 \frac{f_0}{f_X} \quad (4.6)$$

Por lo tanto

$$f_X = \frac{N_1}{N_2} f_0 \quad (4.7)$$

Donde f_0 es la frecuencia de referencia.

Finalmente la figura (4.4) muestra el diagrama del convertidor, el cual realiza la conversión de acuerdo con las consideraciones del método de conteo radiométrico. De esta manera

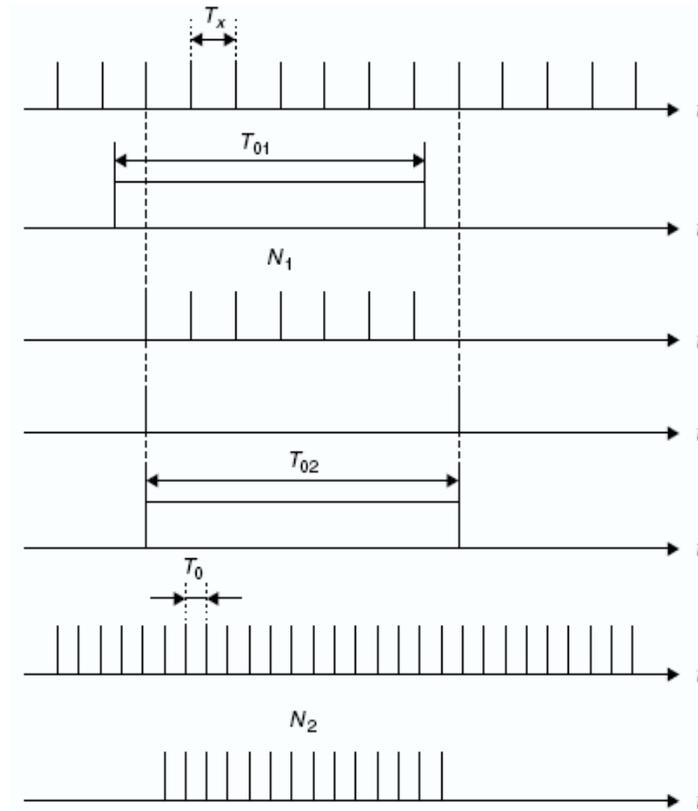


Figura 4.3: Diagrama de tiempo del método de conteo discreto [2].

el periodo es calculado de acuerdo a la siguiente formula

$$T_X = \frac{N_2}{N_1} T_0 \quad (4.8)$$

4.1.4. Método de conversión por valores absolutos

En el método de conversión por valores absolutos las mediciones son realizadas por conteos separados de dos secuencias de pulsos de las frecuencias f_X y f_0 , y la continua comparación entre los números guardados contra un número específico N_δ .

Otra forma de realizar la conversión es comparando directamente las secuencias de pulsos

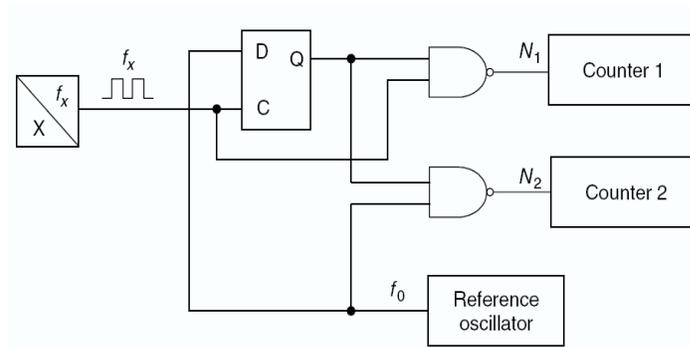


Figura 4.4: Esquema simplificado del conteo discreto [2].

de las frecuencias de entrada y de referencia sin tener que contabilizarlas en algún contador. Y controlando la frecuencia de referencia de manera que la comparación realice el acercamiento de una frecuencia con la otra y obtener un número entero entre la relación de ambas.

La implementación utilizando este método se muestra a continuación.

4.2. Implementación

Para implementar el convertidor de frecuencia a código digital, utilizando el método de conversión por valores absolutos, anteriormente mencionado, se realizará la continua comparación entre la frecuencia de referencia y la frecuencia de entrada [37].

Además de ello se implementara un lazo de retroalimentación que permita la variación de la frecuencia de referencia para tener un mejor resultado.

En la figura (4.5) se muestra el diagrama a bloques del convertidor de frecuencia a código que se implementó. Se muestra una porción R_0 de la frecuencia de referencia C_0 (oscilador de cristal) obtenida a través del divisor.

El acumulador implementa la función:

$$R^* = \frac{M}{N} R_0 \quad (4.9)$$

Donde N es un número fijo.

El restador obtiene la diferencia entre $Osc2$ y $Osc1$, que corresponde a los osciladores diseñados anteriormente (el primero controlado por la señal del sensor y el segundo sin ninguna señal de entrada) generando la salida $R1$.

En el lazo de retroalimentación se compara R^* con $R1$ para derivar una señal G . Esta señal controla el contador binario ascendente-descendente el cual genera M , que a su vez hace que R^* se aproxime a $R1$, de manera que al visualizar M , estaremos visualizando el código digital correspondiente a la relación entre las frecuencias de referencia (C_0) y de entrada ($R1$).

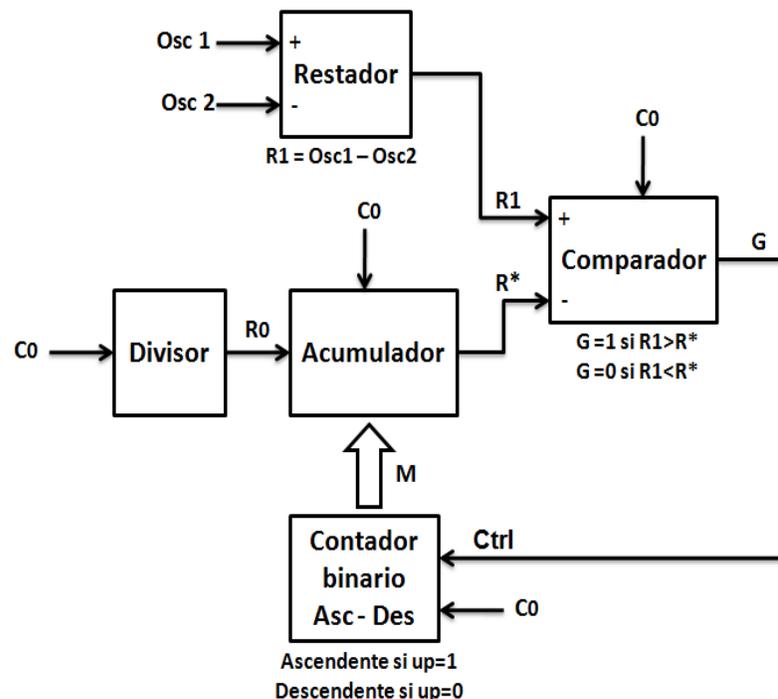


Figura 4.5: Diagrama a bloques de la implementación del convertidor de frecuencia a código digital.

A continuación se describe la implementación de cada bloque mostrado en la figura (4.5).

4.2.1. Restador

Anteriormente se mencionó que en el chip se incluyeron dos osciladores. Uno de ellos conectado directamente al sensor de UV, y el otro, sin ninguna entrada, por lo que a la salida de este último se tendrá una frecuencia de 20MHz aproximadamente (frecuencia natural del oscilador).

Esto se realizó con la intención de restar la frecuencia natural al oscilador variable, de esta forma el entonado (que se muestra en la figura (3.20)) del oscilador variará de 0 a 3MHz aproximadamente. Lo cual es más fácil de visualizar al momento de realizar la caracterización del chip.

Para realizar la resta, se implementará un restador digital de frecuencias como el que se muestra en la figura (4.6).

Donde se realiza:

$$R1 = Osc1 - Osc2 \quad (4.10)$$

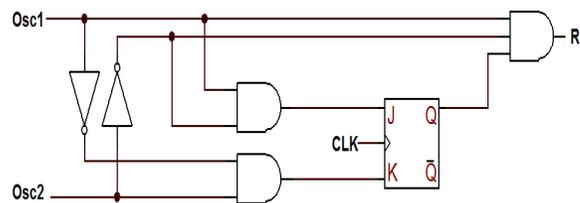


Figura 4.6: Implementación del restador de frecuencias.

En la figura (4.7) claramente se puede ver que si $Osc1 = Osc2$ la frecuencia de R1 será igual a cero.

y finalmente en la figura (4.8) se muestra la resta de 20MHz menos 10MHz.

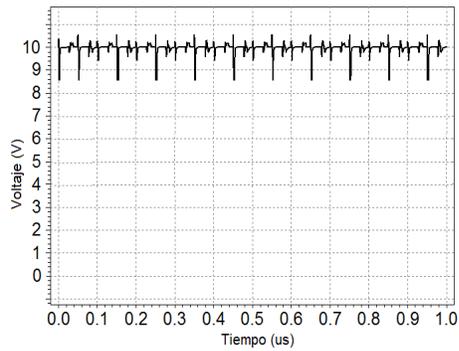


Figura 4.7: Resta cuando Osc1 es igual a Osc2.

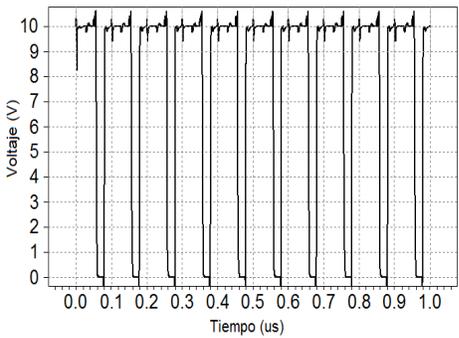


Figura 4.8: Resta cuando Osc1 es diferente a Osc2.

Si el resultado de la resta es negativo, la salida del circuito, será igual a cero.

4.2.2. Comparador

Este bloque nos permite comparar dos señales de pulsos, $R1$ con R^* , y generar una señal G tal que

$$G = 1 \text{ si } R1 > R^*$$

Y

$$G = 0 \text{ si } R1 < R^*$$

Para implementar dicha función, se realizará el circuito que se muestra en la figura (4.9).

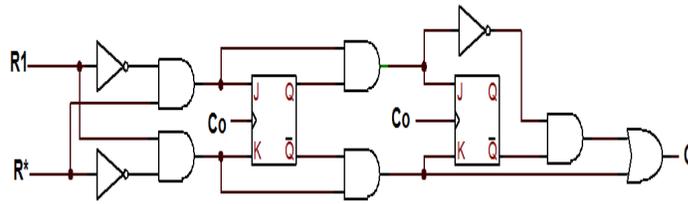


Figura 4.9: Implementación del comparador de frecuencias.

4.2.3. Acumulador

Una multiplicación de frecuencias produce una salida R^* la cual es relacionada a una entrada de frecuencia R_0 por:

$$R^* = \frac{M}{N} R_0 \quad (4.11)$$

Donde M y N son enteros, y M es menor que N . Típicamente N es un número fijo (y es igual o un factor de 2 o 10) tal que la frecuencia de salida es proporcional a la entrada y al multiplicador M .

Suponiendo que N y M son números binarios de 3 bits, entonces se requiere un acumulador de 4 bits.

La implementación del acumulador de 4 bits se muestra en la figura (4.10).

En la figura (4.11) se muestra la ventana de tiempo del acumulador de $M/N = 3/4$, donde se observa que por cada 4 pulsos de la frecuencia R_0 , se muestran 3 de la frecuencia R^* . La relación $3/4$ sucede cuando están en un estado ALTO m_1 y m_2 , y para generar las salidas $1/4$, $2/4$ y $4/4$ de R_0 , se deberán activar los dígitos de m en la posición correspondiente al valor requerido. Por lo tanto la frecuencia de referencia R_0 puede ser variada a través del cambio en M .

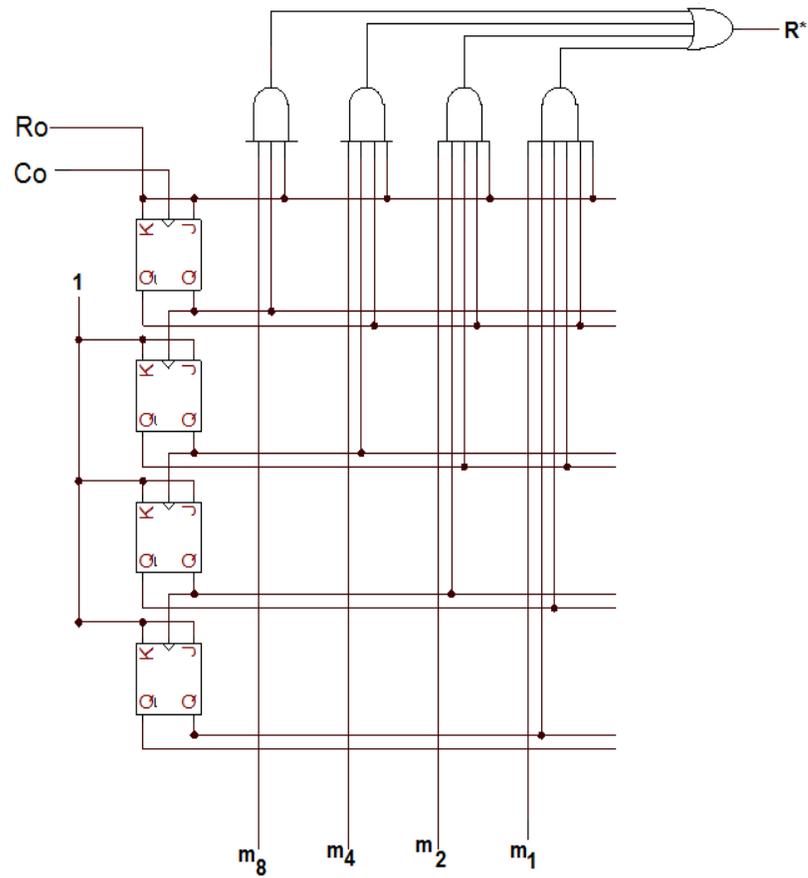


Figura 4.10: Implementación del acumulador de 4 bits.

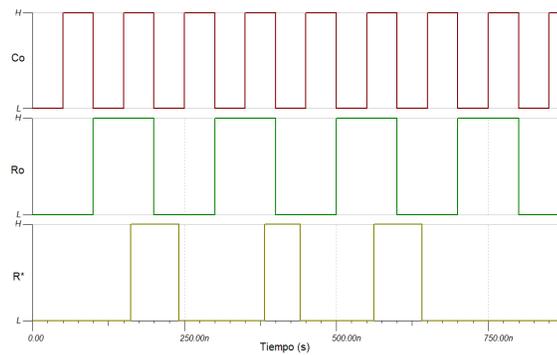


Figura 4.11: Diagrama de tiempo del acumulador.

4.2.4. Contador ascendente-descendente

En la figura (4.12) se muestra como formar un contador ascendente-descendente en paralelo. [38]

La entrada *Ctrl* controla si las salidas normales de flip-flop o las salidas invertidas del flip-flop se alimentan a las entradas J y K de los flip-flop sucesivos. Cuando *Ctrl* se mantiene en un estado ALTO, las compuertas AND iniciales se habilitan, mientras que las compuertas AND secundarias se deshabilitan. Esto permite que las entradas A y B pasen a través de las compuertas iniciales hasta las entradas J y K de los flip-flop B y C. Cuando *Ctrl* pasa a un estado BAJO, permite que las salidas A y B pasen a través de las compuertas secundarias hacia las entradas J y K de los flip-flop B y C. Lo que permite que en un estado ALTO, el contador vaya de forma ascendente y, de igual forma, en un estado BAJO sea de forma descendente.

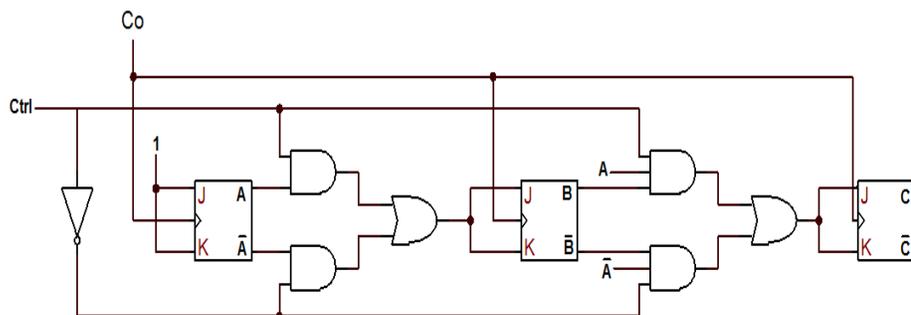


Figura 4.12: Implementación del contador ascendente-descendente.

De esta manera, la salida del contador (ABC), será el número binario M que controle al acumulador, permitiendo que R^* se aproxime a $R1$, y que nuevamente se haga la comparación de frecuencias.

4.3. Simulación y resultados de convertidor

El convertidor de frecuencia a digital se implementó siguiendo el diagrama a bloques de la figura (4.5), que por conveniencia, a continuación se repite. El convertidor, como primera instancia, se implementó con una salida de 3 bits. Las simulaciones se hicieron a nivel de bloques y a nivel transistor

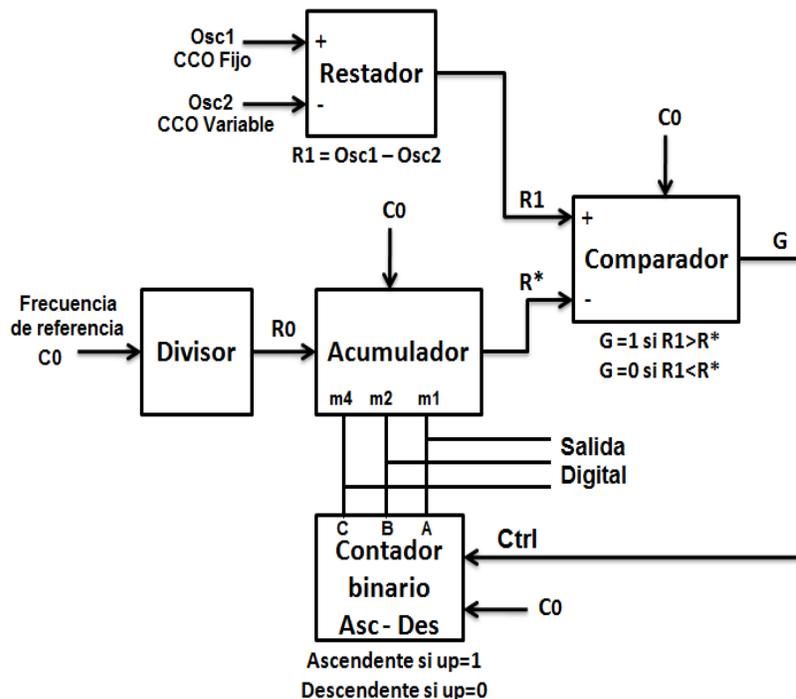


Figura 4.13: Diagrama a bloques de la implementación del convertidor de frecuencia a código digital.

La visualización de la salida digital en una ventana de tiempo es demasiado complicada, por lo que solo se muestran algunas simulaciones que muestran el funcionamiento del sistema.

- Cuando $Osc1$ es igual a $Osc2$ (aproximadamente 20MHz).

En este caso, la resta de $Osc1 - Osc2$ dará como resultado una frecuencia de 0, por lo tanto R^* será mayor que $R1$, de esta manera, a la salida del comparador (G) tendremos

siempre 0, lo que ocasionará que el contador binario descienda, por lo que la salida digital (M) tenderá a 000.

- Cuando *Osc2* (*Oscilador variable*) es igual a 17MHz.

Cuando el oscilador variable tiene una frecuencia aproximada a 17MHz, que corresponde a $1\mu\text{A}$ de corriente de entrada proveniente del sensor (figura (3.20)), la resta entre *Osc1* y *Osc2*, generará una señal de aproximadamente 3MHz lo que provocará que la salida digital oscile en el numero 111.

- Cuando *Osc2* es igual a 18.5MHz.

La salida del convertidor tenderá a 100, siendo la mitad del entonado del oscilador.

En la figura (4.14) se muestra la ventana de tiempo, cuando *Osc2* es igual a 17MHz aproximadamente.

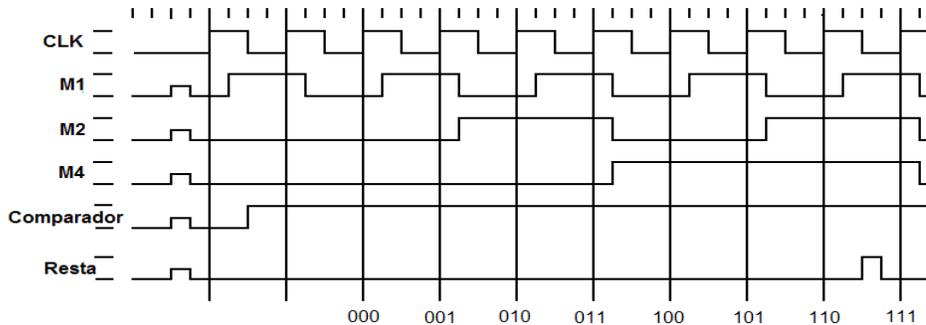


Figura 4.14: Salida digital del sistema.

En la figura (4.15) se muestra el barrido de la señal proveniente del sensor contra la salida digital generada por el sistema con una resolución de $0.15\mu\text{A}$, donde se tiene un error en la linealidad menor al 3%.

En la tabla (4.1) se muestra la relación entre la longitud de onda que genera el sensor en forma de corriente (figura (2.9)(c)), con la frecuencia del oscilador (figura (3.20)), así como con la salida digital del convertidor de frecuencia/digital (figura (4.15)).

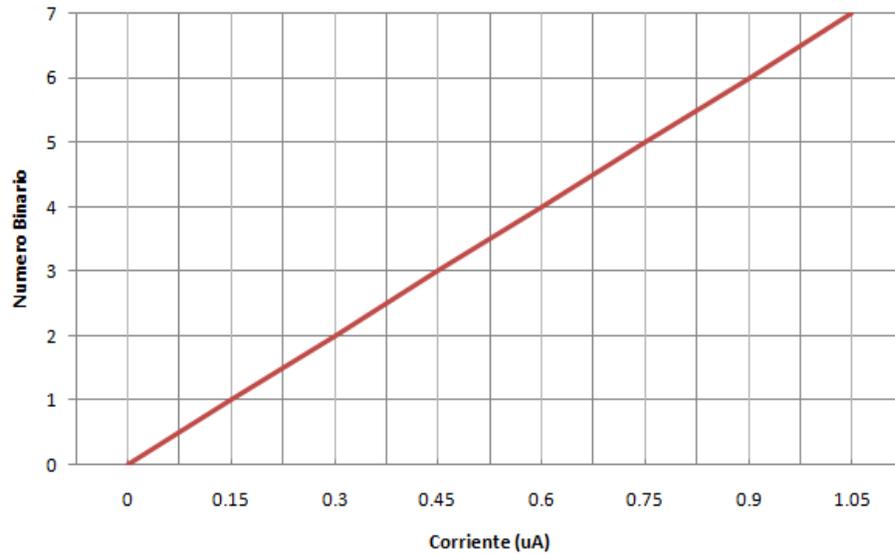


Figura 4.15: Salida del sistema contra la señal del sensor.

Longitud de onda (nm)	Corriente (μA)	Frecuencia oscilador (MHz)	Codigo binario
0	0	20.5	000
300	0.15	20.0	001
400	0.30	19.5	010
450	0.45	19.0	011
480	0.60	18.5	100
490	0.75	18.0	101
495	0.90	17.5	110
500	1.05	17.0	111

Tabla 4.1: Comparación entre las diferentes salidas del sistema

Finalmente en la figura (4.16) se muestra el esquema final del sistema, se muestran los bloques que se diseñaron y que se implementaron en las secciones anteriores.

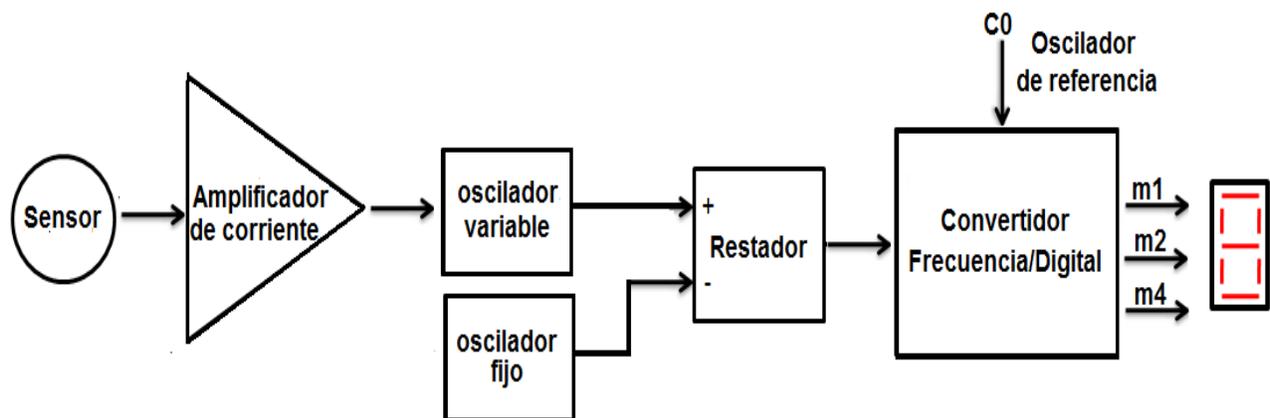


Figura 4.16: Esquema del sistema de acondicionamiento y adquisición de datos de la señal del sensor de UV.

Capítulo 5

Conclusiones y trabajo futuro

5.1. Conclusiones

El procesamiento e interpretación de información proveniente del entorno son el principal trabajo de los sistemas de adquisición de datos e instrumentos basados en procesadores. La adquisición de datos y los sistemas de control necesitan procesar señales del mundo real en algún procesador. Estas señales pueden provenir de diversos sensores [1].

Los sistemas de adquisición de datos son un tipo particular de sistema electrónico, que consiste en la toma de muestras del mundo real (sistema analógico) para generar datos que puedan ser manipulados por un ordenador (sistema digital).

En este trabajo de tesis se desarrolló el diseño de la circuitería necesaria para acondicionar la señal de un sensor de UV de silicio, permitiendo así la manipulación de la señal de dicho sensor.

El sistema se implementó con los siguientes bloques:

- *Amplificador de corriente.* El amplificador de corriente fue necesario al inicio de la cadena debido a que la señal (corriente) del sensor está en el rango de los μA . En el diseño del amplificador se utilizó un espejo de corriente basado en un FVF (*Flipped-voltage follower*) por sus características muy peculiares en el comportamiento en frecuencia, estabilidad y en impedancia de entrada [20] y [22].

- *Oscilador controlado por corriente en modo corriente (CCO)*. El oscilador que se diseñó, tiene la finalidad de convertir la señal de entrada a una frecuencia conocida. Los convertidores de voltaje-frecuencia son dispositivos electrónicos que convierten entradas de voltaje (o corriente) a una salida de frecuencia linealmente.

En la figura (3.20) se muestra que el oscilador tiene una buena linealidad y tiene un entonado de 3 MHz en un rango de 1nA a 1 μ A (que es el rango de salida de corriente del sensor de UV). La frecuencia natural ($I_{in} = 0$) del oscilador es de 20MHz aproximadamente.

Además se colocó otro oscilador, sin ninguna conexión de entrada, para generar una frecuencia de corrida libre de alrededor de 20 MHz (oscilación natural). En la figura (3.25) se muestra el layout del circuito integrado que se fabricará. Se muestra el amplificador de corriente, antes mencionado y los osciladores que se implementaron.

- *Convertidor de frecuencia a código digital*. El convertidor de frecuencia a código, se implementó con el sistema a bloques de la figura (4.5), debido a su simplicidad. El diagrama a bloques muestra un restador que se diseñó para obtener la diferencia entre los dos osciladores arriba mencionados, para la mejor visualización de la gráfica de entonado a la hora de caracterizar el circuito.

Finalmente, mediante las simulaciones mostradas, se puede concluir que el acondicionamiento de la señal implementado en este trabajo, permite procesar la información proveniente del sensor de UV de silicio de manera que la salida final sea en forma de código digital y se pueda manejar a través de un procesador.

5.2. Trabajo futuro

Las simulaciones mostradas en este trabajo de tesis, muestran un resultado satisfactorio en el acondicionamiento de la señal del sensor de UV, y como se mencionó, el circuito integrado que se muestra en la figura (3.25) fue enviado para su fabricación, por lo que resta

caracterizarlo para medir y comprobar los resultados obtenidos.

En el capítulo 4 se muestra el diseño de un convertidor de frecuencia a digital, las simulaciones se realizaron a nivel de bloques y a nivel transistor, por lo que se tiene que realizar el layout para su posterior re-simulación y observar su comportamiento bajo la presencia de capacitancias parásitas y finalmente su fabricación y caracterización.

Finalmente, se pretende trabajar con una matriz de sensores de UV, por lo que será necesario agregar la circuitería que permita seleccionar cada uno de los sensores de dicha matriz.

Bibliografía

- [1] Nikolay Kirianaki, Sergey Yurish, Nestor Shpak, Vadim Deynega. *Data Acquisition and Signal Processing for Smart Sensors*. John Wiley & Sons, 2002.
- [2] Ramón Pallás Areny. *Adquisición y Distribución de Señales*. Boixareu, 1993.
- [3] John Park, Steve Mackay. *Practical Data Acquisition for Instrumentacion and Control Systems*. Newnes of Elsevier, 2003.
- [4] Theodore L. Deliyannis, Yichuang Sun, J. Kel Fidler. *Continuos-time active filter design*. CRC Press LLC, 1999.
- [5] Sergey Yurish, María Teresa S.R. Gomes. *Smart Sensors and MEMS*. Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [6] Milan Stork. *New $\Sigma - \Delta$ Voltage to Frequency Converter Analysis and Applications*. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 47, 65-71, 2006.
- [7] V. N. Chinkov. *Estimate of the errors of a voltage-to-frecuency converter with pulsed feedback*. Measurement Techniques, Vol. 41, No. 11, 1998.
- [8] D. Berman, M. Aceves, L. R. Berriel, J. Pedraza, A. Vera. *Development, Characterization and optimization of an Ultraviolet Silicon Sensor*. RIAO OPTILAS, AIP 978-0 7354-011-0/08. Editor N. U. Wetter and J. Frejlich, 2007.
- [9] D. Berman, M. Aceves, l. Berriel, J. Carranza, J. Pedraza, C. Domínguez, C. Falcony. *Silicon-rich silicon oxide films boost UV sensitivity*. Laser Focus World, 2005.

- [10] D. Berman, M. Aceves, A. Vera. *Fabrication, characterization, and optimization of and ultraviolet silicon sensor*. Optical Engineering 47(10) 104001, 2008.
- [11] S. M. Sze, Kwok K. Ng. *Physics of Semiconductor Devices*. John Willey and Sons, Inc., 2007.
- [12] A. Gallardo Del Angel *Medición del tiempo de respuesta del fotodiodo UV*. Reporte técnico, INAOE, 2009.
- [13] *JFET Input Operational Amplifiers LF356*. National Semiconductor, 2001.
- [14] Gianfranco Pistoia *Batteries for portable devices*. Elsevier B.V., 2005.
- [15] <http://web.mit.edu>.
- [16] Fei Yuan. *CMOS Current-Mode Circuits for Data Communications*. Springer 2007.
- [17] Phillip E. Allen, Douglas R. Holberg *CMOS Analog Circuit Design*. Oxford University Press, 2002.
- [18] Kimmo Koli *CMOS Current Amplifiers: Speed versus Nonlinearity*. Ph.D. Dissertation. Helsinki University of Technology, Electronic Circuit Design Laboratory, Helsinki, Finland. November 2000.
- [19] Peluso V., M. Steyaert, W.Sansen *Desing of low voltaje low power CMOS delta-sigma A/D converters*. Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [20] Jaime Ramírez Angulo. *The flipped voltage follower: a useful cell for low-voltage low-power circuit design*. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, Volume 52, Issue 7, 2005.
- [21] Ivan Padilla-Cantoya *Class-AB Low-Voltage CMOS Voltage Follower*
- [22] Jaime Ramírez-Angulo, Sheetal Gupta, Ivan Padilla. *Comparison of Conventional and New Flipped Voltage Structures With Increased Input/output Signal Swing and Current Sourcing/Sinking Capabilites*.
-

-
- [23] Ramon G. Carvajal, Ivan Padilla, Jaime Ramírez-Angulo, Antonio Lopez-Martin. *Highly Linear V/I Converter with Programmable Current Mirrors*
- [24] Maloberti F. *Analog Design for CMOS VLSI Systems*. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [25] Sedra A., K. Smith *Circuitos Microelectrónicas*. Oxford University Press., 1999.
- [26] Paul R. Gray, Paul J. Hurst, Stephen H. Lewis, Robert G. Meyer. *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. John Wiley and Sons, Inc., 2001.
- [27] Behzad Razavi *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. McGraw Hill, 2001.
- [28] David Johns and Ken Martin *Analog Integrated Circuits Design*. John Wiley and Sons, 1997.
- [29] Pacheco D. *Diseño de osciladores controlados por voltaje de anillo de alto desempeño*. Tesis de maestría, INAOE, 2003.
- [30] Monroy O. *Diseño de osciladores controlados por corriente en modo corriente*. Tesis de maestría, INAOE, 2008.
- [31] Rivas G. *Diseño de osciladores para aplicaciones en el rango de 900/1800Mhz*. Tesis de maestría, INAOE, 2002.
- [32] Frank Ellinger. *Radio Frequency Integrated Circuits and Technologies*. Springer 2007.
- [33] John P. Uyemura. *CMOS Logic Circuit Design*. Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [34] Neil H. Weste and Kamran Eshraghian. *Principles of CMOS VLSI Design*. Addison Wesley, 1994.
- [35] Jan M. Rabaey, Anantha Chandrakasan and Borivoje Nikolic. *Digital Integrated Circuits*. Prentice Hall, 2003.
-

- [36] David A. Hodges, Horace G. Jackson and Resve A. Saleh *Analysis and Design of Digital Integrated Circuits*. McGraw Hill, 2004.
- [37] John B. Peatman. *The Design of Digital System*. McGraw Hill, 1972.
- [38] Roland Tocci and Neal Widmer. *Sistemas Digitales: principios y aplicaciones*. Pearson education, 2003.
-

Apéndice A

Circuitos digitales básicos

Como se mencionó en el capítulo 4, las simulaciones del convertidor de frecuencia a digital, se simuló a nivel de bloques y a nivel transistor. Este anexo tiene como objeto presentar la representación a nivel transistor de estos bloques básicos, tales como: compuertas y flip-flops JK. Así como también, se muestran los buffers de salida de los osciladores diseñados en el capítulo 3.

A.1. Inversor

Los diagramas a nivel transistor para las diferentes compuertas inversoras incluidas en la tesis se muestran en la figura (A.1)

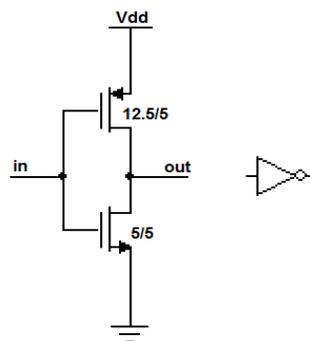


Figura A.1: Inversor CMOS.

A.2. NAND

Las compuertas de dos y tres entradas se presentan en la figura (A.2).

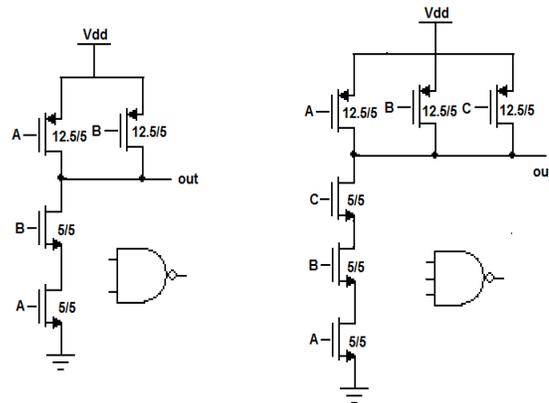


Figura A.2: NAND CMOS de 2 y 3 entradas.

A.3. NOR

El diagrama a nivel transistor de la compuerta NOR se presenta en la figura (A.3).

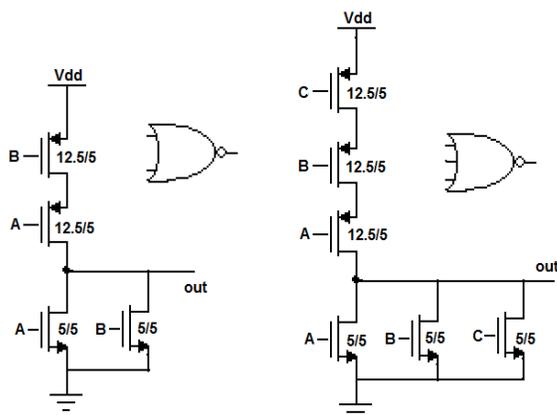


Figura A.3: NOR CMOS de 2 y 3 entradas.

A.4. Flip-Flop

El flip-flop JK que se utilizó en las simulaciones se muestra en la figura (A.4).

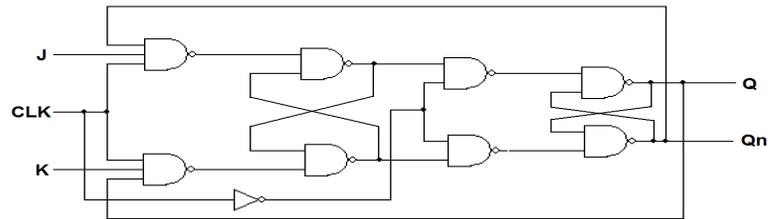


Figura A.4: Flip-flop JK, nivel compuertas.

A.5. Buffer

En el capítulo 3 se mencionó que a la salida de cada oscilador se colocó un buffer. En la figura (A.5) se muestra el número de inversores que se utilizaron, así como la relación W/L de cada uno de los transistores.

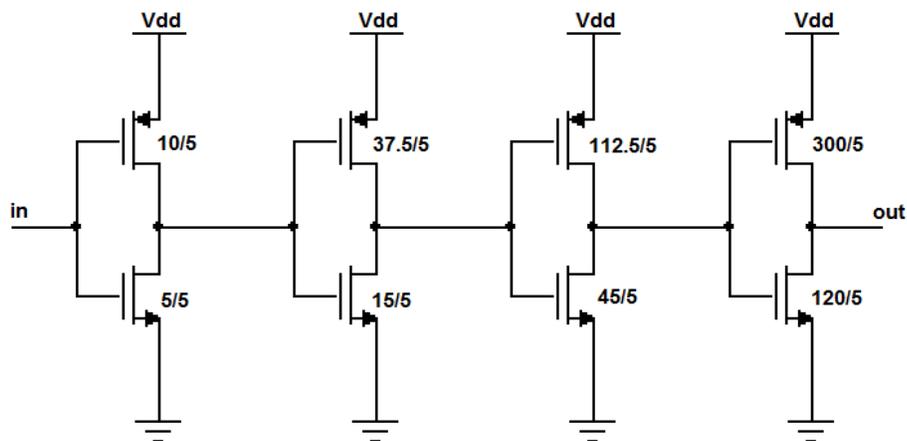


Figura A.5: Buffer de salida de los osciladores.