



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
INGENIERÍA ELÉCTRICA - SISTEMAS ELECTRÓNICOS

**DESARROLLO DE UN SISTEMA DE LECTURA DE BAJO RUIDO PARA
UN DETECTOR DE PARTÍCULAS QUE INTERACCIONAN DÉBILMENTE
BASADO EN CCD**

T E S I S
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:
ALEJANDRO CASTAÑEDA VÁZQUEZ

TUTORES:
DR. PABLO ROBERTO PÉREZ ALCÁZAR
(FACULTAD DE INGENIERÍA, UNAM)

DR. JUAN CARLOS D'OLIVO SAEZ
(INSTITUTO DE CIENCIAS NUCLEARES, UNAM)

MÉXICO, CIUDAD DE MÉXICO,

ENERO 2018

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dra. Fátima Moumtadi

Secretario: Dr. José Ismael Martínez López

Vocal: Dr. Pablo Roberto Pérez Alcázar

1^{er}. Suplente: Dr. Juan Carlos D'Olivo Saez

2^{do}. Suplente: Dr. Saúl de la Rosa Nieves

Lugar donde se realizó la tesis:

- Fermi National Accelerator Laboratory (Fermilab).
- Laboratorio de Detectores, ICN-UNAM.

TUTOR DE TESIS:
DR. PABLO R. PÉREZ ALCÁZAR

TUTOR DE TESIS:
DR. JUAN CARLOS D'OLIVO SAEZ

FIRMA

FIRMA

Página intencionalmente dejada en blanco.

Con amor, para mis padres: Ma. de la Luz y Luis.

Página intencionalmente dejada en blanco.

AGRADECIMIENTOS

A la Universidad Nacional Autónoma de México que me dio la oportunidad de estudiar en sus aulas, desde el nivel de preparatoria hasta el nivel de maestría. Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) porque a través del Programa Nacional de Posgrados de Calidad (PNPC) recibí la beca que me permitió dedicarme completamente a las actividades de maestría. Asimismo, al CONACyT (proyecto CB 240666) y a la Dirección General de Asuntos del Personal Académico (DGAPA-UNAM, proyectos PAPIIT IN112213 y PAPIIT 108917) por brindarme apoyo económico para llevar a cabo actividades de investigación relacionadas con esta tesis.

Agradezco a quienes contribuyeron de alguna u otra manera al propósito de este trabajo. Mi agradecimiento al Dr. Gustavo Cancelo, jefe adjunto del departamento de sistemas electrónicos del Fermi National Accelerator Laboratory (Fermilab), de quien valoro su ayuda, consejos, disposición y paciencia. Al Dr. Juan Carlos D'Olivo Saez por brindarme su apoyo y confianza, su guía ha hecho posible la realización de este trabajo y ha contribuido a mi desarrollo académico de forma importante. Al Dr. Pablo Roberto Pérez Alcázar, por su disposición, atención y consejos presentes en todo momento. Al Dr. José Ismael Martínez López, al Dr. Saúl de la Rosa Nives y a la Dra. Fátima Moumtadi quienes han enriquecido este proyecto con sus comentarios y sugerencias. A la Dra. Laura Adriana Oropeza Ramos quien fungió como representante de los profesores del área de sistemas electrónicos en el SACC al inicio de mis estudios de maestría.

Aprovecho para agradecer a los miembros de las colaboraciones DAMIC y CONNIE, especialmente a los integrantes del equipo de la UNAM y al Dr. Juan Estrada (Sidet-Fermilab), líder de dichas colaboraciones. Al Dr. Frederic Trillaud Pighi quien también es parte del posgrado de ingeniería de la UNAM. A mi compañera, Pamela Hernández Torres por sus consejos y comentarios con los que siempre me motiva mejorar. Al Dr. Alexis Armando Aguilar Arevalo, Youssef Sarkis Mobarak y Brenda Cervantes, miembros de la comunidad del Instituto de Ciencias Nucleares de la UNAM (ICN-UNAM).

Finalmente, agradezco a Miguel Enrique Patiño Salazar y Juan Carlos Sánchez Balanzar, quienes se desempeñan como técnico académico y siempre me han brindado su ayuda para llevar a cabo actividades dentro del Laboratorio de Detectores del ICN.

Página intencionalmente dejada en blanco.

Índice general

PORTADA	I
ÍNDICE	IX
RESUMEN	1
1. INTRODUCCIÓN	3
1.1. Materia Oscura	3
1.2. Neutrinos	6
1.3. Objetivos del Trabajo	9
1.4. Organización	10
2. RUIDO DEL SISTEMA	13
2.1. Ruido Intrínseco del CCD	13
2.1.1. Ruido Blanco	14
2.1.2. Ruido de Reset	16
2.1.3. Ruido 1/f	17
2.1.4. Ruido de Disparo	18
2.1.5. Ruidos de Contacto y Chasquido	19
2.1.6. Ecuación de Ruido del Amplificador de Salida	19
2.2. Ruido Extrínseco	20
2.2.1. Ruido del Preamplificador	21
2.2.2. Ruido de Cuantización en el ADC	22
2.2.3. Ruido por Variaciones de las Señales de Reloj	23
2.2.4. Ruido por Interferencia Electromagnética	24
3. TEORÍA PARA EL DISEÑO DE BAJO RUIDO	27
3.1. Relación Señal a Ruido	28
3.2. Factor de Ruido	28
3.2.1. Definición de North	29
3.2.2. Definición de Friis	30
3.2.3. Factor de Ruido de Etapas en Cascada	31
3.2.4. Relación Entre Parámetros de Ruido	33
3.3. El Problema del Ruido	33
3.4. Técnicas de Diseño de Bajo Ruido para Circuitos de Baja Frecuencia	34
3.4.1. Reglas del Diseño de Bajo Ruido	35

3.4.2.	Rendimiento de los Amplificadores en Relación al Ruido	36
3.4.3.	El Modelo de Voltaje y Corriente de Ruido	37
3.4.4.	Cálculo de la Relación Señal a Ruido y del Factor de Ruido a Partir de E_n e I_n	40
3.4.5.	Ruido en Amplificadores Realimentados	42
3.5.	Modelo de la Línea de Transmisión con Conductores Múltiples	45
3.5.1.	Impedancia de Transferencia Superficial	46
4.	CONVERSIÓN ANALÓGICO-DIGITAL	49
4.1.	Muestreo Doble Correlacionado	49
4.1.1.	Circuito Eléctrico	50
4.1.2.	Limitaciones del Muestreo Doble Correlacionado	51
4.1.3.	Muestreo Doble Correlacionado Digital	53
4.2.	Sobremuestreo	54
4.2.1.	Aumento de la SNR	54
4.2.2.	Facilitar el diseño de filtros anti-aliasing	56
4.3.	Arquitecturas de Convertidores A/D	56
4.3.1.	Arquitectura Registro de Aproximaciones Sucesivas	57
4.3.2.	Comparación entre arquitecturas	58
5.	NUEVO MÓDULO DE LECTURA Y PROPUESTA PARA ESTUDIO DE EMC	61
5.1.	Breve Descripción del Sistema Monsoon	62
5.2.	La Idea del Diseño	63
5.2.1.	Características del Convertidor A/D	65
5.2.2.	Efectos del sobremuestreo sobre el rendimiento del convertidor	67
5.2.3.	Ruidos en el Convertidor y del Preamplificador	70
5.2.4.	Recepción de la Señal de Video	73
5.2.5.	Interfaz entre Preamplificador y Convertidor A/D	76
5.3.	Diseño Teórico y Simulaciones	78
5.3.1.	Propuestas de Diseño	78
5.3.2.	Simulación de los Diseños Propuestos	88
5.4.	Toma y Visualización de Datos	95
5.4.1.	Montaje experimental	96
5.4.2.	Los circuitos a implementar	98
5.4.3.	Primer acercamiento a los datos: ganancia y ruido	99
5.4.4.	Consideraciones acerca del ruido	103
5.5.	Estudio de Compatibilidad Electromagnética	106
5.5.1.	Propuesta	107
5.5.2.	Configuración del Experimento	108
	CONCLUSIONES	113
	APÉNDICES	115
	A. ELECTRÓNICA DE LECTURA	117

B. VOLTAJE DE RUIDO A LA SALIDA	119
B.1. Para Circuito con Impedancia Igualada	119
C. TIEMPO DE ESTABILIZACIÓN	123
D. ANCHO DE BANDA, BW, DE FILTROS BUTTERWORTH	125
Bibliografía	127

Página intencionalmente dejada en blanco.

Índice de figuras

2.1. Amplificador de salida del CCD y señal de video	15
2.2. Ruido de reset en nodo de sensado	17
2.3. Diagrama general del problema de la EMI	24
3.1. Ilustración de la definición de North del factor de ruido	29
3.2. Ilustración de la definición de Friis para el factor de ruido	30
3.3. Red de múltiples etapas	31
3.4. Factor de ruido sin y con preamplificador	32
3.5. Sistema para una aplicación de baja frecuencia	35
3.6. Representación de ruido de un amplificador	38
3.7. Evaluación del ruido de salida para un amplificador	42
3.8. Amplificador con dos etapas de ganancia y una realimentación negativa	43
3.9. Diagrama de bloques de un amplificador sin realimentación	43
3.10. Amplificador con dos etapas de ganancia, realimentación negativa y múlti- ples voltajes de ruido contaminando la señal de entrada	44
3.11. Diagrama de bloques de un amplificador de dos etapas sin realimentación	44
3.12. Esquema de sistema diferencial para múltiples líneas de transmisión . .	46
3.13. Circuito equivalente de conductor aislado	47
4.1. Circuito del Muestreo Doble Correlacionado	50
4.2. Diagrama de tiempos del MDC	51
4.3. Espectro del ruido de cuantización en un ADC	55
4.4. Arquitectura básica de un convertidor SAR	57
4.5. Arquitectura básica de un convertidor sigma-delta	58
5.1. Diagrama de un canal de adquisición de video del sistema Monsoon . .	63
5.2. Diagrama simplificado de la nueva sección de lectura	64
5.3. SFDR para LTC2387	66
5.4. THD para el LTC2387 a distintas frecuencias y amplitudes	67
5.5. Efecto del sobremuestreo sobre el ruido	70
5.6. Efectos de muestrear el ruido del preamplificador	71
5.7. Configuración del LTC6363	74
5.8. LTC6363 con fuentes diferencial y simple	74
5.9. Señal balanceada e impedancia igualada	76
5.10. Diagrama simplificado del sistema Amp-Interfaz-ADC	77
5.11. Transferencia de carga entre C_{FILT} y C_{SA}	78

5.12. Fuentes de ruido en circuito acondicionador de señal de propuesta 1 . . .	79
5.13. Fuentes de ruido en circuito acondicionador de señal de propuesta 2 . . .	80
5.14. Diagramas del LTC6363 usados para las simulaciones	89
5.15. LTC6363: impedancia de entrada, Z_{in}	90
5.16. LTC6363: densidad espectral de ruido a la entrada.	91
5.17. Ganancia de voltaje del amplificador diferencial	92
5.18. LTC6363: ganancia y densidad espectral de ruido	93
5.19. Elementos del montaje experimental	99
5.20. Respuesta de los circuitos en el dominio del tiempo	100
5.21. Aplicación del CDS a los datos experimentales	102
5.22. Zoom a los resultados de la figura 5.21	102
5.23. Datos experimentales: Z_{in} diferente de Z_s	104
5.24. Datos experimentales: Z_{in} igual a Z_s	105
5.25. Medición del jitter de apertura de la señal de reloj del convertidor A/D	106
5.26. Componentes del montaje experimental	109
5.27. Inyección de corrientes en cables coaxiales	110
5.28. Inyección de corrientes en cables de alimentación	110
A.1. Diagrama detallado de un canal de adquisición de video en el Monsoon	118
B.1. Circuito reducido del amplificador diferencial con Z_{in} igualada	119
B.2. Amplificador diferencial (Z_{in} igualada) con todas las fuentes de ruido .	121

Índice de tablas

5.1. Algunas especificaciones técnicas del convertidor LTC2387	65
5.2. Diferentes valores de ENOB para el LTC2387	69
5.3. Algunas especificaciones del convertidor y del preamplificador	70
5.4. Contribuciones de Ruido en circuito con Z_{in} no-igualda	79
5.5. Valores de los resistores para amplificador con Z_{in} acoplada	81
5.6. Z_{in} y G para valores calculados de resistores y para valores comerciales	81
5.7. Contribuciones de Ruido en circuito con Z_{in} igualda	82
5.8. Ruido RMS para tres anchos de banda diferentes	83
5.9. Ruido RMS de los circuitos propuestos para el ENBW	88
5.10. Contribuciones de ruido en circuito con $Z_{in} \neq R_S$	94
5.11. Contribuciones de ruido en circuito con $Z_{in} = R_S$	95
5.12. Voltaje rms de ruido con datos obtenidos en simulaciones	95
5.13. Voltajes rms de ruido: Ampli-Interfaz-Convertidor	96
5.14. Valores de resistores y capacitores para los circuitos bajo análisis	100
C.1. Tiempo de estabilización para diferentes resoluciones de convertidores A/D123	
D.1. Ancho de banda, BW, de filtros Butterworth	125

Página intencionalmente dejada en blanco.

RESUMEN

El presente trabajo trata sobre una propuesta de diseño para la sección de lectura de un sistema de adquisición de datos que será usado para controlar un detector de partículas basado en CCD. El proceso de diseño inicia con la idea de sustituir el tipo de muestreo analógico de las señales, usado en el sistema de adquisición actual, por un muestreo de tipo digital. La técnica de lectura que estará presente en el nuevo sistema se llama Muestreo Doble Correlacionado Digital. Bajo el esquema que impone dicha técnica, el circuito eléctrico debe contar con un convertidor analógico digital apto para sobremuestreo y un preamplificador. La selección de componentes y el diseño de los circuitos se llevaron a cabo tomando en cuenta que la electrónica debe ser de bajo ruido, de tal manera que el ruido de la sección de lectura debe estar dominado por el ruido propio del detector. Además, se obtuvieron los modelos matemáticos de los circuitos propuestos y se utilizaron para realizar los análisis de ruido necesarios. Estas actividades se complementaron con simulaciones realizadas con el software especializado llamado LTspice y otras herramientas de software matemático. Asimismo, se realizaron prácticas experimentales, para las cuales se usaron las tarjetas de evaluación del convertidor y del preamplificador que el fabricante de estos dispositivos pone a disposición de los usuarios de estas tecnologías. Paralelamente, durante la etapa de diseño se estudiaron y aplicaron técnicas para mitigar los efectos del ruido, tales como: la reducción del ancho de banda y la disminución de las fuentes de ruido a la entrada del sistema. Los resultados de estas y otras actividades han permitido comprobar las características de funcionamiento de cada circuito aquí estudiado y, como resultado, se tiene la propuesta de un circuito adecuado para realizar el trabajo de recibir y acondicionar la señal de video proveniente de un sensor CCD.

Finalmente, esta tesis incluye algunas secciones encaminadas a proponer y diseñar ciertas pruebas de compatibilidad electromagnética, las cuales estaban encaminadas a determinar el nivel de susceptibilidad electromagnética y los puntos sensibles del montaje experimental de un detector de partículas, actualmente en operaciones, que había presentado problemas de ruido causado por interferencia electromagnética. Dichas pruebas han quedado fuera de los alcances de este trabajo, pero se han conservado las secciones mencionadas con la intención de que sirvan para un trabajo posterior.

Página intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

Hoy en día, tanto la Física de Partículas como la Cosmología son dos campos de mucha actividad en búsqueda de física más allá del Modelo Estándar (ME). Aunque este modelo ha resultado muy exitoso describiendo el mundo de las partículas elementales, teóricamente está incompleto [1]. Existen ciertos interrogantes que no pueden ser resueltos con el ME como, por ejemplo: ¿qué tipo de partículas conforman la Materia Oscura (MO)?, ¿por qué la masa de los neutrinos es tan ligera comparada con la de otras partículas? ¿será posible que existan neutrinos pesados y/o estériles? etc. [2].

Las colaboraciones científicas que han surgido para esclarecer estos interrogantes han sido bastantes. Han transcurrido décadas de trabajo teórico y experimental enfocado a cumplir este objetivo. Como en muchos otros casos, se ha tratado de un trabajo multidisciplinario en el que la ingeniería ha cumplido un papel importante.

Este trabajo tiene como objetivo el de diseñar una nueva sección de lectura que formará parte del Sistema de Adquisición de Datos (SAD) que se implementará en la siguiente generación de los experimentos DAMIC (Dark Matter In CCDs) [3] y CONNIE (Coherent Neutrino-Nucleus Interaction Experiment) [4]. Sirvan las primeras dos partes de este capítulo para brindar al lector una idea sobre la MO y los neutrinos. En la tercera parte del capítulo se presenta la sección de lectura del sistema electrónico que se usa en los experimentos DAMIC y CONNIE para controlar sus respectivos detectores.

1.1. Materia Oscura

El Modelo Estándar de Cosmología (MEC) plantea que el Universo está conformado por materia bariónica ($\sim 5\%$, básicamente toda la materia que interactúa con fotones, materia que sí podemos observar), MO ($\sim 27\%$) y Energía Oscura ($\sim 68\%$) [5]. La evidencia que apunta hacia la existencia de MO comenzó a encontrarse desde la primera mitad del siglo pasado y desde entonces se ha ido acumulando [6, 7]. Como evidencia se tiene la influencia de la MO sobre la materia bariónica observada en las escalas cosmológica, galáctica y en la de los cúmulos de galaxias [5]. Como algunos ejemplos de evidencias se tienen las curvas de rotación de las galaxias, el cúmulo Bala y los efectos de los lentes gravitacionales fuerte y débil [6, 7]. Hasta el momento sólo se ha observado la interacción gravitacional entre la MO y la materia bariónica y esta característica,

por sí misma, no ofrece demasiada información acerca de la naturaleza de la MO. Por esta razón se ponen en marcha experimentos que buscan realizar la detección de MO a través de interacciones no-gravitacionales.

Diferentes tipos de partículas se han ido proponiendo con el pasar de los años como candidatos a MO, algunos ejemplos son: axiones, neutrinos estériles, alguna partícula Higgs inerte, partículas masivas de interacción débil (WIMPs, por sus siglas en inglés) y partículas super-simétricas entre otras [8, 9]. Los mecanismos de detección difieren notoriamente para cada candidato, sin embargo, la mayoría de ellos cuenta con una interacción no-gravitacional, la cual podría darse con uno o varios tipos de partículas conocidas (e incluso en algunos modelos se consideran interacciones con partículas aun desconocidas) [7]. Esto hace que el conjunto de experimentos dedicados a la detección de MO presente una gran diversidad de tipos de detectores, los cuales prueban todos los tipos posibles de acoplamiento. En general, estos experimentos pueden clasificarse en cuatro áreas, dependiendo del tipo de detección que realizan: detección directa, detección indirecta, detección en colisionadores de partículas y detección a través de pruebas astrofísicas [7]. Dada la naturaleza del presente trabajo, abordaremos directamente los experimentos de detección directa en busca de WIMPs.

Los modelos que trabajan con WIMPs establecen que éstas fueron producidas en una etapa temprana y caliente de nuestro Universo. Dichas partículas se aniquilaron en pares, pero las que sobrevivieron hasta la actualidad se conocen como “reliquias térmicas”. Además, si estas partículas sólo interactúan mediante las interacciones débiles del ME, se calcula que su densidad iguala de forma extraordinaria a la densidad de MO que se estima debe existir en el Universo. A esta coincidencia se le conoce como “el milagro de la WIMP” y provee una fuerte motivación para partículas de MO con masas en el rango de 10 GeV a 1 TeV (de 10 a 100 veces la masa del protón), además de admitir interacciones débiles con partículas de materia visible [7].

Suponiendo que las interacciones de estas partículas son muy débiles, la mayoría de ellas pasa de un extremo al otro de la Tierra sin ser afectadas, pero raramente alguna partícula puede interactuar en la Tierra. Sin embargo, si esta interacción sucede en el volumen activo de un detector bajo tierra, entonces la señal del retroceso nuclear puede ser detectada. Para una partícula de MO incidiendo en el cuerpo del detector, con velocidad v , la máxima energía cinética de retroceso E_R^{\max} que puede ser transmitida al núcleo, inicialmente en reposo, está dada por [10]:

$$E_R^{\max} = \frac{2\mu^2 v^2}{m_N} \quad (1.1)$$

lo cual corresponde a una colisión frontal, donde $\mu = \frac{m_N * m}{m_N + m}$ es la masa reducida, m es la masa de la WIMP y m_N es la masa del núcleo. Típicamente $m_N \simeq \text{GeV}$ y $v \simeq 10^{-3}c$, de tal manera que para WIMPs con masas de entre 10 GeV y 1 TeV, E_R^{\max} se encontrará en el rango de 1 keV a 100 keV, aproximadamente. Lo anterior significa que una WIMP que interactue con un núcleo va a depositar una energía de apenas decenas de keV dentro del detector, por lo cual se requiere de un umbral de detección notablemente bajo [10].

De los experimentos de detección directa puede decirse que buscan la señal producida por una partícula de MO dispersada fuera de un núcleo atómico. Ejemplos de esto serían:

la detección de WIMPs por medio de su dispersión con núcleos atómicos de un detector o la detección de axiones que interactúan con fotones en un campo magnético [7]. En cualquier caso, la detección directa (o cualquier otro tipo de detección) estaría indicando con un cierto nivel de confianza que las WIMPs existen y, por lo tanto, también la MO [10].

En los años 90 comenzaron a operar los primeros experimentos terrestres en busca de WIMPs [10]. Una característica general de sus detectores es que son llevados bajo tierra, lejos del ruido de fondo producido por los rayos cósmicos. Los detectores modernos utilizan diversos materiales naturales que contienen isotopos tales como ^{19}F , ^{23}Na , $^{70,72,73,74,76}\text{Ge}$, ^{127}I y $^{128,129,130,131,132,134,136}\text{Xe}$. Algunos de estos isotopos son sensibles sólo a cierto tipo de interacción [11].

Los experimentos de detección directa acotan sus regiones de búsqueda de acuerdo a los resultados obtenidos por experimentos anteriores, e incluso los resultados de experimentos que utilizan otros tipos de detección les ofrecen información valiosa. Por ejemplo, los experimentos dentro de la Organización Europea para la Investigación Nuclear (CERN por sus siglas en francés) que, entre sus propósitos buscan detectar la MO haciendo uso de colisionadores de partículas, no han tenido éxito en encontrar una señal que corresponda a una partícula cuya masa se encuentre en el orden de los TeV. Esta búsqueda se ha hecho durante las corridas del Gran Colisionador de Hadrones (LHC por sus siglas en inglés) en 2011, 2012 y 2015 [12]. Lo anterior no significa que la partícula no exista, pero puede ser indicativo de que es más ligera, con una masa correspondiente al orden de los GeV e incluso MeV, de tal manera, que los experimentos fuera del CERN exploran estos rangos para realizar la detección directa de MO.

Hoy en día, la actividad experimental en torno a la detección de MO es de bastante importancia. En la actualidad existen tres colaboraciones que reportan evidencia de señales de MO. La primera de ellas es la colaboración DAMA/LIBRA [13], ubicada en el Laboratorio Nacional de Gran Sasso, que reporta haber observado una señal anual modulada, la cual atribuyen a interacciones de MO. Lo anterior con un nivel de confianza de 9.3σ (en este contexto σ corresponde a la desviación estandar de una cierta distribución y es tomada como nivel de confianza; un nivel de 6σ se traduce como una posibilidad en 500 millones de que el resultado se deba a fluctuaciones aleatorias). En segundo lugar, la colaboración CoGeNT [14], en el Laboratorio Subterráneo de Sudán, reporta otra señal modulada y un exceso en la cantidad de señales atribuibles al ruido de fondo, esto con un nivel de confianza de 2σ (que ahora podría haber disminuido). En tercer lugar nombraremos al experimento CDMS-II [15] en SNOLAB, el cual manifiesta que ha observado tres señales correspondientes a eventos de baja energía en su detector de silicio. Finalmente se menciona el caso del experimento CRESST-II [16], que en algún momento reportó haber registrado una señal posiblemente atribuible a interacciones de MO, sin embargo, después de realizar una actualización a su detector no se volvió a registrar dicha señal. Cabe mencionar que todos estos resultados son desconcertantes debido a que ningún otro experimento de detección directa ha encontrado estas señales mientras explora las mismas regiones, lo que ha generado un desacuerdo en la comunidad científica acerca de la consistencia de los resultados [5, 10, 17–19]. De hecho, el resto de los experimentos sólo ha fijado límites de exclusión para la sección transversal MO-núcleo, límites que contradicen los resultados antes mencionados. Los mejores límites

han sido impuestos por los experimentos XENON-100 [20] (próximamente XENON-1T) y LUX [17, 21].

Debido a que la señal buscada está en el orden de los keV, existen múltiples fuentes de ruido de fondo que podrían ser confundidas con el retroceso nuclear causado por una WIMP. Como se mencionó anteriormente, una técnica para reducir el ruido de fondo consiste en llevar a los detectores bajo tierra y blindarlos con capas de diversos materiales. Hacer lo anterior ayuda a minimizar la cantidad de partículas (e.g. muones atmosféricos) que pueden interactuar con el detector. Otra fuente de ruido se encuentra en los decaimientos radioactivos beta y gamma, presentes en los materiales que rodean al detector, los cuales pueden inducir retrocesos de electrones y núcleos, respectivamente [19]. Las capas de blindaje también ayudan a reducir este tipo de ruido. Además, siempre se busca que los materiales con los que se construye el detector sean tan puros como lo permitan los procesos de fabricación [22].

Los experimentos de detección de MO se vuelven cada vez más complejos, utilizando sistemas cada vez más grandes y sensibles, lo cual hace que incluso tengan capacidad para detectar retrocesos nucleares producidos por neutrinos. El mayor reto a futuro para los experimentos de detección directa se encuentra precisamente en el ruido de fondo producido por neutrinos, contra los cuales no existe una protección y pueden generar señales con espectros de energía similares a los producidos por WIMPs. Las fuentes de neutrinos más problemáticas son el Sol (productor del mayor flujo de estas partículas) y los rayos cósmicos que en su interacción con la atmósfera terrestre producen un flujo importante de neutrinos atmosféricos [23].

Los neutrinos son capaces de generar retrocesos tanto nucleares como electrónicos, mediante dispersiones elásticas neutrino-núcleo o neutrino-electrón, respectivamente. El ruido de fondo debido a la dispersión elástica neutrino-electrón se desprecia debido a que genera una señal que sólo afecta (de manera escasa) a aquellos experimentos incapaces de diferenciar entre retrocesos electrónicos y retrocesos nucleares, para WIMPs con masas mayores a los 100 GeV [23]. Lo anterior quiere decir que la parte importante del ruido de fondo generado por los neutrinos es producto de la dispersión elástica coherente neutrino-núcleo, porque ésta produce retrocesos nucleares cuyas energías están en el orden de los keV y estos retrocesos no pueden ser distinguidos de entre los eventos producidos por WIMPs. Aquellos experimentos con el interés de probar en la zona del ruido de fondo producido por neutrinos tendrán que buscar maneras de distinguir las señales producidas por WIMPs de aquellas producidas por neutrinos.

1.2. Neutrinos

Hablando del neutrino, esta partícula, tal cual como la conocemos hoy en día, fue propuesta por primera vez por Wolfgang Pauli, en 1930, para explicar el espectro de energía de los electrones producidos en el decaimiento beta y salvar así la ley de la conservación de la energía. En aquella época se había observado que los átomos de ciertos elementos decaían en átomos más ligeros mediante la emisión de un electrón; sin embargo, la suma de las energías del electrón con la del átomo resultante no igualaban la masa del átomo original. Por ello, Pauli propuso la existencia de una partícula (a

la que originalmente llamó neutrón) que estaba escapando a la detección, llevándose consigo la energía faltante. En 1932 James Chadwick descubrió una nueva partícula a la que llamó neutrón y en los siguientes dos años Enrico Fermi trabajó en una teoría para la interacción que Pauli había propuesto. Fermi sugirió que durante el decaimiento beta un neutrón decae en un protón mediante la emisión tanto de un electrón como de una partícula de Pauli, la cual Fermi nombró neutrino y sugirió que debía ser mucho más ligera de lo que se había propuesto originalmente. En la actualidad, la partícula emitida se conoce como anti-neutrino $\bar{\nu}$, aunque de algún modo puede verse como un neutrino incidente ν , y entonces, el decaimiento beta puede escribirse como: $n \rightarrow p + e^- + \bar{\nu}$ o visto de otra manera $n + \nu \rightarrow p + e^-$ [24].

Aunque Pauli se lamentaba por haber propuesto una partícula que creyó jamás sería descubierta, en 1956 recibió una carta de parte de Clyde Cowan y Frederick Reines donde le informaban que su partícula en verdad existía. En un experimento montado en Carolina del Sur, E.U., a 11 m del núcleo del reactor Savannah River y a 12 m de profundidad, Cowan y Reines observaron que los neutrinos producidos durante el decaimiento de combustible nuclear ocasionalmente interactuaban con protones dentro de los núcleos atómicos. Dicha interacción daba como resultando un neutrón y un positrón, lo que se conoce como decaimiento beta inverso (DBI) [24, 25].

Decenas de experimentos dedicados a la detección de neutrinos se han montado a lo largo de las últimas décadas. Por ejemplo, en febrero de 1987, detectores en Japón y E.U. registraron la llegada de neutrinos extrasolares, provenientes de la gran Nube de Magallanes, producidos por una supernova; este hecho inauguró la astronomía de neutrinos extrasolares [26]. En 1996 se dió inicio al experimento japonés Super-Kamiokande [27], el cual se enfocó en la detección de neutrinos atmosféricos. Dos años después, el equipo de investigadores a cargo de este experimento anunció resultados obtenidos del análisis de 5000 señales generadas por neutrinos, las cuales fueron base para concluir que las oscilaciones de estas partículas dependen tanto de la distancia que recorren como de su energía. Los resultados fueron confirmados posteriormente por otros experimentos. En 2005, el experimento KamLAND [28] permitió observar el mismo fenómeno en neutrinos procedentes de reactores nucleares y sus resultados, en conjunto con los del experimento canadiense SNO [29], permitieron dar una explicación firme al misterio de la oscilación de los neutrinos solares, el cual había intrigado a los científicos por años [24, 25]. En 2012, el experimento Chino Daya Bay [30] reportó el descubrimiento de lo que se ha llamado “Third neutrino mixing angle” [25]. En 2013, el experimento IceCube reportó, con base a 36 eventos registrados a lo largo de 3 años, la detección de neutrinos cósmicos con energías que están en el rango $30 \text{ TeV} \leq E_\nu \leq 2 \text{ PeV}$ [31, 32].

Tanto la detección como el estudio de los neutrinos han tenido gran impacto sobre áreas de la ciencia como: la física de partículas, la astrofísica y la cosmología. Ahora mismo se están actualizando, proponiendo e incluso ideando nuevos experimentos de neutrinos. El experimento ArgoNeuT [33, 34] representó el primer esfuerzo de E.U. para implementar detectores de neutrinos basados en Argón líquido (en este sentido la colaboración italiana ICARUS [35] fue pionera). Los resultados, tanto de ICARUS como de ArgoNeuT, han empujado el diseño y puesta en marcha de nuevos experimentos con el mismo principio de funcionamiento. De hecho, experimentos como MicroBooNE, LArIAT [36, 37] y una versión de ICARUS, instalados en Fermilab, serán parte de una

nueva generación de experimentos basados en Argón líquido, que buscarán empujar las fronteras de la física de partículas [38, 39].

Los neutrinos producidos en reactores nucleares han jugado un gran papel en el desarrollo del ME [40] y nuevos experimentos aun pueden ayudar al descubrimiento de nueva física. Puede decirse que actualmente existe un programa mundial de experimentos de neutrinos situados en las cercanías de reactores nucleares (ya sea a corta o larga distancia) [25, 41]. Muchos experimentos han tomado ventaja del DBI para detectar neutrinos, pero una parte considerable de los detectores modernos se basan en la interacción (colisiones) de los neutrinos con electrones. Para detectar esta interacción comunmente se implementan detectores Cherenkov de agua (e.g. Super Kamiokande), centelladores orgánicos [42], e incluso semiconductores [4, 43].

La Dispersión Elástica Coherente de los Neutrinos con Núcleos atómicos (DECNN) es un fenómeno que desempeña un papel importante en diversos procesos físicos y astrofísicos y su medición. Durante el mes de septiembre del presente año (2017), la colaboración COHERENT publicó los resultados de su experimento, donde afirman haber observado este fenómeno con un nivel de confianza de 6.7σ [44]. El resultado constituye una prueba más en favor del ME y, en general, su estudio puede ser de utilidad para el estudio del transporte de energía en supernovas; el desarrollo de nuevos detectores de supernovas; la caracterización del ruido de fondo irreducible debido a neutrinos solares y atmosféricos en los experimentos de detección de MO; y el desarrollo de nuevos detectores compactos para monitoreo de reactores nucleares en tiempo real [4, 45]. En caso de que las mediciones se desvien de las predicciones se estaría apuntando hacia física más allá del ME.

La sección transversal diferencial de la DECNN puede expresarse mediante la ecuación (1.2) [46]:

$$\frac{d\sigma}{dE_r} = \frac{G_F^2}{4\pi} Q_W^2 M \left(1 - \frac{ME_r}{2E_\nu^2} \right) F^2(Q^2) \quad (1.2)$$

donde G_F es la constante de Fermi, $F(Q^2)$ es el factor de forma del cuadrimomento Q_μ , $Q_W = N - (1 - 4\sin^2(\theta_W)) \cdot Z$ es la carga débil del núcleo con N neutrones y Z protones, θ_W es el ángulo de mezcla débil. La sección transversal total es relativamente grande y dada por [46]:

$$\sigma \approx 0.4 \cdot 10^{-44} N^2 (E_\nu)^2 \quad [\text{cm}^2] \quad (1.3)$$

aquí E_ν se mide en MeV. La ecuación anterior es válida para neutrinos con energías de hasta 50 MeV y por lo tanto puede ser aplicada a neutrinos producidos en reactores nucleares, neutrinos solares y neutrinos originados en supernovas. La dependencia de la sección transversal con el número de neutrones N^2 representa una ventaja para los experimentos que usan núcleos pesados como material sensible en sus detectores. Lo anterior significa que se puede hacer uso de detectores compactos para observar la DECNN [46]. La energía de deposición de este proceso típicamente es < 10 keV para cualquier material [4].

1.3. Objetivos del Trabajo

El panorama en torno a la detección de MO y neutrinos presentado en las páginas anteriores ha tenido como propósito brindar una introducción al tema de la detección de partículas. A continuación se aborda la situación de los detectores de partículas construidos con silicio, en particular, el caso de los dispositivos de carga acoplada (CCDs por sus siglas en inglés).

Los detectores de silicio se introdujeron en la física de altas energías en 1980, como trazador de partículas, en el CERN. Este tipo de detectores surgió como respuesta a las necesidades de los experimentos y su rendimiento ha hecho posible el desarrollo y la implementación de nuevas técnicas que buscan mejorar los resultados de los experimentos. Con ellos es posible cubrir grandes áreas e implementar bastas cantidades de canales de lectura. Su desarrollo se debe a que las demandas (altas velocidades, mayor resolución y mayor granularidad) no cesan, por el contrario, dichas demandas siguen empujando las fronteras tecnológicas [47].

La física de partículas, encargada del estudio de los componentes elementales de la materia, se encuentra en una búsqueda constante de señales realmente pequeñas (en el orden de los μV). En general, puede decirse que los detectores utilizados en los experimentos que buscan tales señales tienen dos cosas en común: 1) poseen una gran cantidad de material sensible y 2) el ruido presente en el detector es notablemente bajo.

En los experimentos DAMIC y CONNIE se presenta una aplicación novedosa de CCDs de calidad científica usados como detectores de partículas. Las características de tales dispositivos han sido ampliamente estudiadas a lo largo del tiempo [48]. Si bien es cierto que la teoría de los CCDs está bastante madura, aun hoy en día existe el interés de aumentar su rendimiento [49], ya sea mediante técnicas de procesamiento de señales [50] o directamente practicando modificaciones eléctricas sobre el detector [51].

Todo el proceso de captura de imágenes usando CCDs puede ser dividido en cuatro etapas importantes: generación, colección, transferencia y lectura de la carga. Las primeras tres etapas están fuera del alcance de este trabajo, por lo que abordaremos directamente el tema de la lectura de la carga.

Los procedimientos de detección y medición de la carga colectada se llevan a cabo vertiendo la carga de cada pixel dentro de un pequeño capacitor conectado a un amplificador de salida tipo MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), el cual genera un nivel de voltaje proporcional a la señal transferida. A esta sección construida dentro del CCD se le conoce como “nodo de sensado” o “diodo de salida”. Durante el resto de este trabajo se usará el primer nombre para referirse a este punto.

La sensibilidad del detector y el ruido del amplificador de salida son aspectos de gran importancia durante el diseño de los CCDs. Mientras el capacitor de salida sea más pequeño, la ganancia del amplificador será mayor, porque el voltaje de un capacitor (de placas planas y paralelas) es directamente proporcional a la carga almacenada e inversamente proporcional a la capacitancia ($V=Q/C$). A su vez, esto significa señales de salida más grandes. En la literatura se reportan sensibilidades tan altas como $25 \mu\text{V}$ por electrón, aunque debe tomarse en cuenta que dichas sensibilidades también limitan el rango dinámico del amplificador y el rendimiento en cuanto a linealidad [49]. Los CCDs usados en los experimentos DAMIC y CONNIE presentan sensibilidades en el

rango de $2 \mu\text{V}/e^-$ a $4 \mu\text{V}/e^-$, donde e^- corresponde a electrón [48, 52].

El ruido del amplificador de salida es otro aspecto importante en el diseño del CCD, ya que reducir este ruido por un factor de dos duplica la sensibilidad del detector. El proceso de captura de imágenes con CCDs se ve perjudicado por la adición de ruido procedente de múltiples e indeseables fuentes, aunque la mayoría de éstas pueden reducirse a cero [49]. Por ejemplo, el ruido térmico asociado a la corriente oscura, producto de la generación espontánea de electrones en el silicio, puede mantenerse bajo control mediante el enfriamiento del chip. Los CCDs de DAMIC y CONNIE se enfrían hasta temperaturas del orden de 133 K y a estas temperaturas típicas generan una corriente oscura menor a $2 e^-/\text{día}/\text{pixel}$ [3, 4].

La mayor fuente de ruido en un CCD se encuentra entonces en el amplificador de salida. Este ruido es producto de las fluctuaciones aleatorias de la corriente que fluye a través del transistor y no puede ser suprimido totalmente. Los amplificadores actuales alcanzan ruidos tan bajos como $2 e^-$ y aun se realizan esfuerzos para alcanzar niveles menores a $1 e^-$.

Alcanzar estos niveles de ruido se logra no sólo mediante el diseño cuidadoso del CCD, sino también mediante un diseño adecuado de la electrónica usada para adquirir la señal que este genera e implementando técnicas de procesamiento digital apropiadas. Como ejemplos se tiene el método analógico conocido como Muestreo Doble Correlacionado (MDC) [53], el cual es un método usado para la adquisición de señales provenientes de CCDs que permite la reducción de dos tipos de ruido (ruido de reset y ruido $1/f$), los cuales se verán más adelante. En la parte digital, existe la posibilidad de implementar un Muestreo Doble Correlacionado Digital (MDCD). La popularidad de esta última técnica va en aumento en aplicaciones relacionadas a la astronomía, debido a que, mediante la implementación de un ADC apto para sobremuestreo y un filtro digital, se pueden alcanzar mejores resultados que los logrados con su contraparte analógica [50, 54].

Actualmente los experimentos DAMIC y CONNIE utilizan el controlador Monsoon [55] para leer sus detectores. Este sistema cuenta con una capacidad de lectura del orden de 20 CCDs y no es fácilmente escalable, es decir, múltiples controladores deben ser enlazados para leer varias decenas de detectores. El objetivo principal de este trabajo es el de diseñar, construir y poner en funcionamiento la sección de lectura de bajo ruido que forma parte de un SAD modular y escalable, el cual será un componente importante de los detectores de partículas que depositan poca energía y que están basados en dispositivos CCD de nueva generación. Como objetivo de diseño se tiene que la Relación Señal a Ruido (SNR, por sus siglas en inglés) del sistema debe estar totalmente determinada por el ruido del detector (CCD), de tal manera que la contribución de ruido del SAD sea despreciable.

1.4. Organización

Para lograr el objetivo planteado, el presente trabajo se estructura de la siguiente manera. En la primera parte del capítulo 2 se presenta una revisión concisa de los tipos de ruido que conforman los mayores retos para el diseño de electrónica de bajo ruido. En la siguiente sección del mismo capítulo, el lector encontrará la descripción del MDC,

el cual se encuentra incorporado en el controlador Monsoon usado en los experimentos DAMIC y CONNIE para la adquisición de las señales de video provenientes de los CCDs. El propósito de este capítulo es el de adquirir una base de conocimientos que permitan comprender el funcionamiento del sistema.

Posteriormente, en el capítulo 3, se expone una revisión de conceptos y técnicas relacionados con el diseño de bajo ruido, con la finalidad de aprender a combatir, en la medida de lo posible, los efectos adversos ocasionados por la presencia de los tipos de ruido estudiados en el capítulo 2. Este tercer capítulo presenta una última subsección con teoría referente al modelado de líneas de transmisión, la cual estaba destinada a servir de apoyo para realizar ciertas pruebas de compatibilidad electromagnética.

En el capítulo 4 se presentan conceptos propios de las técnicas de lectura implementadas en controladores para CCDs, conceptos derivados de la teoría general de los convertidores analógico-digitales y de la teoría del muestreo. Esta revisión teórica se considera importante debido a que posterior a la sección de adquisición de la señal de video se encuentra una etapa de digitalización. Entonces, es importante comprender los efectos que conlleva la transformación de la información del dominio analógico hacia el digital.

El capítulo 5 presenta el desarrollo de un par de propuestas para un circuito que sea capaz de realizar la correcta adquisición de la señal de video proveniente de un CCD. Este capítulo está dividido en tres secciones: teórica, simulaciones y una sección práctica. En el mismo capítulo se incluye la visualización de resultados. Adicionalmente, existe una sección ideada para realizar pruebas de compatibilidad electromagnética sobre distintas secciones del montaje experimental de los experimentos DAMIC y CONNIE. Sin embargo, estas pruebas han quedado fuera de los alcances del trabajo y por lo tanto el tema quedó limitado a una sección teórica (la última parte del capítulo 3) y esta sección donde se proponen las características con las que debería contar el montaje experimental.

Finalmente, en el capítulo 6 se presentan las conclusiones derivadas del desarrollo del presente trabajo.

Página intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 2

RUIDO DEL SISTEMA

En general, el ruido es considerado como una limitante para la operación adecuada de cualquier sistema o circuito electrónico. Asimismo, se acepta la idea de que se trata de un factor importante en cualquier escenario donde se trabaja con señales pequeñas. Si bien lo anterior es totalmente cierto, en [56] se sugiere que *el ruido se vuelve importante en cualquier caso donde la amplitud de las señales de interés es similar a los niveles de ruido existentes*. Si se considera solamente el ruido intrínseco del sistema, entonces solamente aquellas señales de muy bajo nivel corren el riesgo de perder su información. Tal es el caso del presente trabajo, donde se está planteando el diseño de electrónica de bajo ruido que permita realizar la detección y medición precisa de eventos caracterizados por producir señales de muy bajos niveles, del orden de keV.

La situación empeora si se considera también el ruido extrínseco. Recordemos que las amplitudes de este tipo de ruido son considerablemente mayores que las del ruido intrínseco. En dicha situación, incluso la información transmitida por señales de gran amplitud corre el riesgo de ser corrompida. Por lo anterior, se concluye que lo que realmente importa no es el nivel de la señal de interés, sino la SNR. Esta relación indica la vulnerabilidad al ruido, donde altas SNR se traducen en mayor inmunidad al ruido.

2.1. Ruido Intrínseco del CCD

Como se mencionó anteriormente, la mayor fuente de ruido en un CCD se encuentra en su etapa de salida, específicamente en el amplificador. Existen diversas fuentes de ruido relacionadas con el amplificador de salida: ruido de reset, ruido blanco, ruido fractal (también conocido como ruido $1/f$ o ruido rosa), ruido de disparo o ruido shot, ruido de chasquido o ruido popcorn. De estas, las contribuciones del ruido blanco y del ruido fractal son las que dominan el ruido a la salida del CCD. Todos estos tipos de ruidos pueden ser agrupados en una categoría general a la que se conoce comúnmente como “ruido intrínseco”.

El término ruido intrínseco se refiere a que el ruido se genera al interior del dispositivo o del circuito. Su origen está relacionado con las fluctuaciones de los portadores de carga a lo largo del tiempo. Dichas fluctuaciones son definidas en dos palabras: inevitables y universales.

Se tiene que este ruido cubre todas las frecuencias usadas en la ingeniería. Una vez que el ruido intrínseco se hace presente en un circuito electrónico, nada se puede hacer para filtrarlo porque su espectro se extiende hasta muy altas frecuencias, usualmente más allá de la frecuencia de cualquier señal útil.

Otras características hacen referencia a su naturaleza, la cual es aleatoria y requiere de descripciones estadísticas. También puede decirse que su amplitud es más bien pequeña, pero siempre se debe tener presente que cualquier corriente relacionada con el ruido intrínseco, por insignificante que parezca, en realidad está contribuyendo al ruido del circuito que se encuentre bajo estudio. Por último, cabe señalar que los parámetros del ruido intrínseco pueden calcularse a mano o usando paquetería de software especializado.

Más adelante se mostrará que los temas de diseño de electrónica de bajo ruido se enfocan en la reducción y el manejo adecuado del ruido intrínseco. Por la razón anterior, se considera pertinente presentar una revisión de los tipos de ruido enlistados al inicio de este capítulo. En las secciones siguientes harán referencias constantes a elementos presentes en la etapa de salida del CCD y, por esta razón, a continuación se presenta la figura 2.1, la cual muestra un diagrama de ella y los elementos que la componen. En dicha figura también se puede observar la señal de video obtenida a la salida del CCD. El voltaje V_{RFT} corresponde a la porción de la señal de reset que se acopla al nodo de sensado (V) y puede calcularse con la expresión [49]

$$V_{\text{RFT}} = \frac{C_{\text{GS}}}{C_{\text{S}} + C_{\text{GS}}} V_{\text{PC}}, \quad (2.1)$$

donde C_{S} es la capacitancia del nodo de sensado (F), C_{GS} es la capacitancia que el MOSFET de reset presenta entre sus terminales gate y source (F) y V_{PC} es la amplitud de la señal reset (V).

El pulso de reset siempre está presente en la señal de video y puede ser la señal más grande generada por el CCD. Este pulso se encuentra representado en las figuras 2.1a y 2.1b por V_{RFT} . Nótese en 2.1a que V_{RFT} se genera por la acción de las capacitancias C_{GS} y C_{S} que actúan como un divisor de voltaje. En la figura 2.1b se observa el nivel de referencia cuando el interruptor de reset se activa. También en 2.1b se puede ver la transición de la señal de video al momento de vaciar la carga en el nodo de sensado. Dicha transición consiste en ir del nivel de referencia $Q(e^-) = 0$ hacia un nivel $Q(e^-)S_{\text{V}} \neq 0$, donde $Q(e^-)$ es la carga vertida en el nodo y S_{V} es la sensibilidad del nodo (V/ e^-).

2.1.1. Ruido Blanco

Un ejemplo de ruido intrínseco puede encontrarse en el ruido térmico, originado por el movimiento aleatorio de los electrones libres dentro de un material conductor. Del hecho de que en un conductor no existe la acumulación permanente de carga se deduce que el valor medio de estas fluctuaciones es igual a cero. En cualquier caso, Nyquist describió el ruido térmico de forma teórica, haciendo uso de razonamientos basados en la termodinámica, y derivó la conocida expresión [56]

$$V_{\text{n}} = \sqrt{4k\text{T}R\text{B}} \quad (2.2)$$

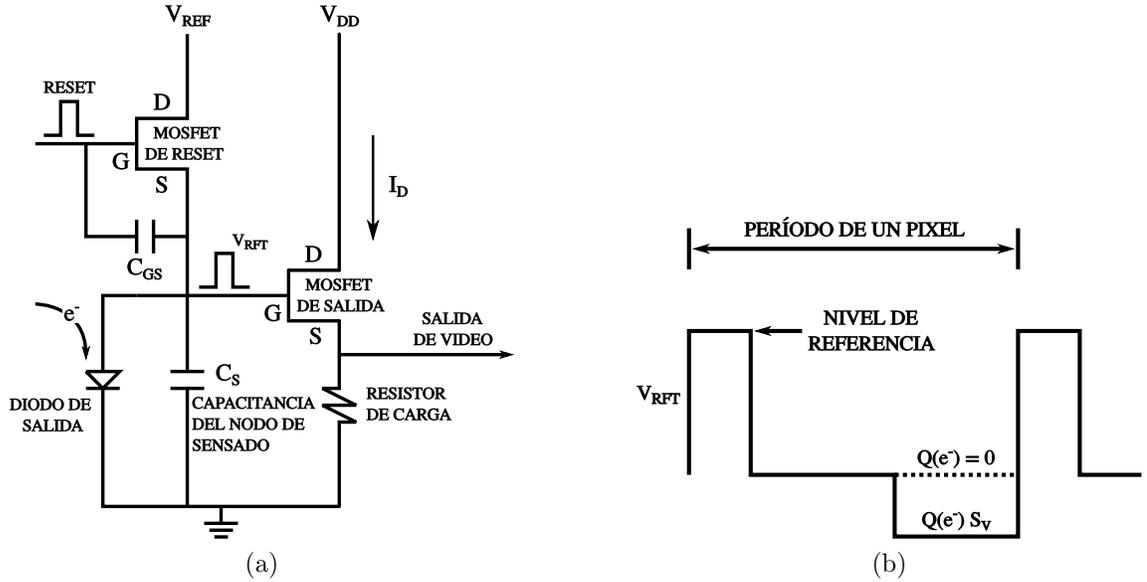


Figura 2.1: a) Diagrama eléctrico del amplificador de salida como parte del nodo de sensado del CCD y b) señal de video en el nodo de sensado [49].

donde V_n es el voltaje rms del ruido el cual es diferente de cero; k es la constante de Boltzmann ($1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$); T es la temperatura absoluta expresada en kelvins; R es la resistencia del material (Ω) y B es la frecuencia equivalente al ancho de banda o el ancho de banda de la potencia del ruido (Hz). Dado que los portadores pueden reaccionar rapidamente ante la agitación térmica, el ruido térmico es independiente de la frecuencia en un rango de frecuencias amplio. A este ruido también se le conoce como “ruido blanco”, aunque en terminos de frecuencia, muchos otros mecanismos de ruido también originan ruido blanco [49, 56].

J.B. Johnson realizó análisis experimentales del ruido térmico, a través de los que descubrió sus características. Entre otras cosas, demostró, como se observa en la ecuación anterior, que este ruido existe en todos los conductores y que su magnitud guarda una relación con la temperatura de operación. Además, describió este ruido como uno de potencia aleatoria. Este caracter aleatorio resulta ser una de las características más importantes del ruido intrínseco. Esto significa, para los investigadores, una incapacidad para predecir la amplitud de un voltaje o una corriente fluctuante. De hecho, impone la necesidad de adoptar descripciones estadísticas. Otra característica es que la amplitud del ruido intrínseco es muy pequeña, raramente excede la fracción de un milivolt y usualmente permanece por debajo de $1 \mu\text{V}$ [56, 57].

El ruido térmico o ruido blanco generado por el amplificador MOSFET de salida del CCD está dado por la ecuación de Johnson para este ruido [49],

$$W_{\text{CCD}}(\text{V}) = \sqrt{4kTB R_{\text{OUT}}} \quad (2.3)$$

donde W_{CCD} está dado en unidades de V_{rms} y R_{OUT} es igual a la resistencia de carga a la salida del amplificador.

Nótese que el ruido blanco no mantiene una dependencia fuerte con la temperatura de operación debido a la raíz cuadrada de la ecuación anterior. Cuando se trabaja a

temperaturas criogénicas, sólo se reduce por un factor de 1.28 respecto a la operación a temperatura ambiente.

El ruido blanco en términos de la geometría del amplificador queda dado por [49]:

$$W_{\text{CCD}}(\text{V}) = \sqrt{\frac{4kTBL}{\mu_{\text{SI}}C_{\text{OX}}W(V_{\text{GS}} + V_{\text{AEFF}})}}, \quad (2.4)$$

donde W y L son el ancho y el largo de la compuerta (cm), respectivamente; μ_{SI} es la movilidad de los electrones en el silicio (cm^2/Vseg); C_{OX} es la capacitancia de la compuerta (F/cm^2); V_{GS} es el voltaje compuerta-fuente (V) y V_{AEFF} es el voltaje efectivo de threshold para el MOSFET amplificador.

El ruido blanco referido al nodo de sensado, en unidades de electrones rms, queda como [49]:

$$W_{\text{CCD}}(e^-) = \frac{W_{\text{CCD}}(\text{V})}{S_V A_{\text{CCD}}}, \quad (2.5)$$

donde A_{CCD} es la ganancia del amplificador de salida del CCD y S_V es la sensibilidad del nodo de sensado (V/e^-).

2.1.2. Ruido de Reset

Este ruido se genera por la señal de reset que se suministra periódicamente al nodo de sensado a través del MOSFET de reset. Como consecuencia, el nivel de referencia cambia de un pixel a otro. Este ruido se origina por ruido térmico en la resistencia del canal del transistor de reset. Como se vio anteriormente, este ruido está descrito por

$$N_{\text{R}} = \sqrt{4kTBR_{\text{R}}} \quad (2.6)$$

donde N_{R} es el voltaje del ruido en el nodo de sensado (V_{rms}), R_{R} es la resistencia efectiva del canal del interruptor (Ω), y B es el ancho de banda de la potencia del ruido (Hz).

Según [49], la potencia del ruido es idéntica entre los estados de encendido y apagado del interruptor. Visto en el dominio del tiempo, las variaciones del ruido que existen entre un estado y otro presentan gran diferencia. Cuando el interruptor está apagado exhibe una resistencia alta, la cual, combinada con una capacitancia pequeña en el nodo de sensado, genera un nivel de voltaje que cambia lentamente a lo largo del tiempo. Por otra parte, cuando el transistor de reset se enciende, el voltaje de ruido cambia con mayor rapidez, exhibiendo típicamente un ancho de banda de varios cientos de megahertz. La figura 2.2 ilustra las características del ruido de reset en los dominios del tiempo y de la frecuencia para ambos estados del interruptor. Obsérvese cómo, mientras está encendido, el nivel de voltaje varía rápidamente; pero cuando el interruptor se apaga deja un nivel fijo pero indefinido en el nodo de sensado. Además, en estado apagado, el voltaje del ruido no exhibirá ningún cambio significativo durante el período de un pixel. Esta es una característica muy importante porque permite remover completamente el ruido de reset mediante la implementación de la técnica de procesamiento de señales conocida como MDC. Esta técnica trabaja realizando la diferencia entre una

muestra tomada de un nivel de referencia y otra tomada después de que la señal ha sido transferida al nodo de sensado. La eliminación de este tipo de ruido es efectiva debido a que el ruido entre la dos muestras se encuentra “correlacionado”. Debe ser mencionado que otra componente del ruido de reset es el ruido de partición (o división), el cual es más bien de caracter estocástico y varía de un reset al siguiente. Este ruido, además, es proporcional a la capacitancia del canal de reset y también es removido por la acción del MDC, el cual se presentará con mayor detalle en la sección 4.1.

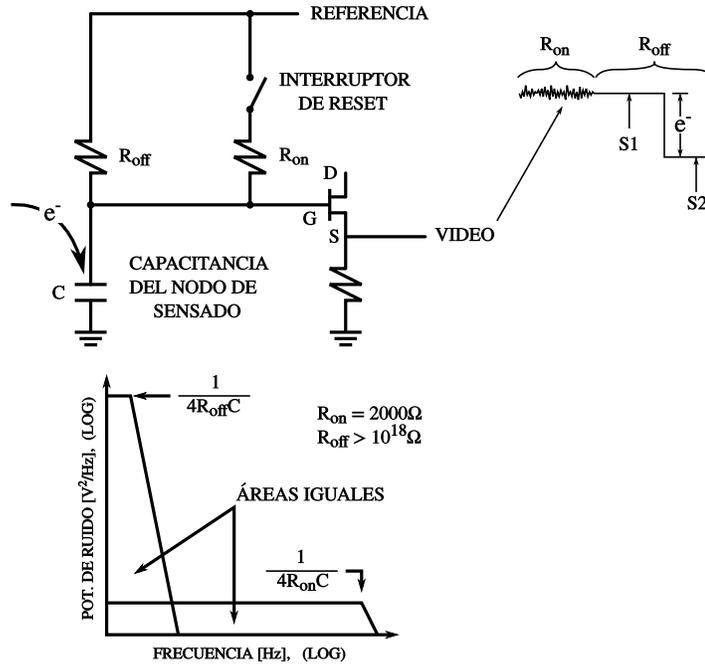


Figura 2.2: Representación de los espectros del ruido de reset en el nodo de sensado, producido por la acción de encendido y apagado del interruptor de reset. S1 y S2 señalan el momento en que se activan dos interruptores presentes en el circuito externo del MDC (ver sección 4.1) [49].

2.1.3. Ruido 1/f

La siguiente fuente de ruido asociada al amplificador de salida es el ruido fractal o 1/f. El origen de este tipo de ruido aún debe ser comprendido pero, generalmente, se aceptan dos cosas: 1) se presenta en sistemas que se encuentran fuera de equilibrio y 2) guarda una fuerte dependencia con la frecuencia.

En dispositivos electrónicos, una corriente de DC fluyendo a través de un medio discontinuo representa un ejemplo de un sistema fuera de equilibrio. Se supone que esto puede ser producto de imperfecciones de la red cristalina del semiconductor, o debido a las interacciones de los portadores de carga con los estados energéticos en la superficie del semiconductor. Los portadores de carga que quedan atrapados en dichos estados son liberados después, pero los tiempos de emisión se encontrarán dentro de un rango amplio. El espectro 1/f aparece porque las fluctuaciones debidas a las constantes de

tiempo largas de los estados (bajas frecuencias) contribuyen con fluctuaciones mayores a la salida que aquellas debidas a constantes de tiempo más cortas de estados diferentes (altas frecuencias).

En los MOSFET, la corriente de drenaje presenta fluctuaciones con un espectro $1/f$. Esto es debido a fluctuaciones en la población de portadores que quedan atrapados en los estados superficiales de la interfase $\text{SiO}_2\text{-Si}$. Trampas ubicadas a mayor profundidad generarán ruido de baja frecuencia, mientras que trampas en la superficie presentarán frecuencias de corte más altas. La distribución de los niveles de energía de las trampas en la interfase $\text{SiO}_2\text{-Si}$ es, en su mayoría, uniforme a lo largo de la banda prohibida (bandgap) del silicio. Por lo tanto, los estados exhiben una distribución uniforme de constantes de tiempo, produciendo una distribución amplia de frecuencias y una firma característica del ruido $1/f$ vista en los espectros de potencia.

Van der Ziel mostró, para elementos MOSFET, que el ruido $1/f$ incrementa cuando se disminuye la temperatura, dado que la densidad de estados superficiales aumenta hacia la banda de conducción. De hecho, no es común observar dependencias fuertes con la temperatura cuando se generan espectros de ruido para los MOSFET en CCDs. Como se mencionó anteriormente, las energías de las trampas están, en su mayoría, uniformemente distribuidas a lo largo del bandgap. Si se supone que esto es verdad, entonces estarán presentes energías para generar cada frecuencia posible a cualquier temperatura de operación [49, 56].

2.1.4. Ruido de Disparo

El flujo de electrones en una corriente eléctrica no es continuo, se trata de un proceso que recide en la naturaleza discreta de los portadores de carga. El ruido de disparo se presenta debido a que el flujo de electrones está sujeto a fluctuaciones estadísticas. Aunque desde un punto de vista macroscópico, la corriente “estable” pareciera ser constante, desde una perspectiva microscópica su valor instantáneo fluctúa sobre la media [56, 58].

Este ruido exhibe un espectro de frecuencia plano, tal como lo hace el ruido blanco. La diferencia principal entre estos dos tipos de ruido es que el ruido blanco es producto del movimiento errático de portadores libres, mientras que el ruido de disparo se genera cuando los portadores aparecen y desaparecen de manera repentina. Por todo lo anterior, puede decirse que el ruido térmico es independiente del flujo de corriente, mientras que el ruido de disparo sí depende de este flujo.

En semiconductores, el ruido de disparo se presenta cuando los portadores de carga traspasan una barrera de potencial. Por ejemplo, un diodo de juntura polarizado en inversa. Aquí, la creación espontánea de portadores de carga en la región de depleción resultará en una corriente de saturación inversa (corriente oscura). En un transistor bipolar también se presenta el ruido de disparo debido a portadores minoritarios que son inyectados desde el emisor hacia la base. El ruido de disparo varía considerablemente de un dispositivo a otro.

Las características del ruido de disparo fueron analizadas de manera teórica por W.

Schottky en 1918. La ecuación básica para el ruido de disparo total es [49]

$$I_{RD} = \sqrt{2qI_D B} \quad (2.7)$$

donde I_{RD} es el ruido de disparo total (amperes rms), I_D es la corriente de drenaje (A) en el MOSFET de salida, y B es el ancho de banda equivalente para el ruido (Hz).

El ruido de disparo total en un CCD es de un nivel típicamente bajo (unos cuantos electrones usando períodos de lectura largos). Según [49], este ruido no se genera en el transistor MOSFET de salida del CCD. De hecho, muy pocas cargas se generan o se ven envueltas en procesos de generación-recombinación. El proceso de conducción de corriente en un dispositivo de efecto de campo se da a través de portadores mayoritarios, donde el canal puede ser considerado como una conductancia variable.

Por último, este ruido se observa cuando las cargas desaparecen en los estados superficiales, resultando en ruido $1/f$. El ruido de disparo también se genera en la zona de estrangulamiento del MOSFET, inducido por ionización. Ambas fuentes de ruido dependen de la corriente de drenaje. Por esta razón, la corriente de drenaje se reduce al valor mínimo posible sin tener efectos significativos sobre características como la ganancia, la impedancia de salida, y la linealidad.

2.1.5. Ruidos de Contacto y Chasquido

El ruido de contacto se observa ocasionalmente en el amplificador de salida del CCD y es causado por fluctuaciones en la conductividad, debidas a su vez a defectos sutiles en las conexiones entre el MOSFET de salida y el empaquetado o aluminio en contacto con el CCD. Usualmente, este ruido depende de la temperatura de operación y el voltaje de polarización. Se presenta en “estallidos” y resulta en desplazamientos intermitentes de voltaje en la señal de video. El tiempo entre cada estallido puede variar de manera impredecible, desde algunos microsegundos hasta varios minutos. En casos extremos, la señal de video puede desaparecer y aparecer, indicando problemas graves de contacto o de conexiones en el empaquetado. Por otra parte, el ruido de chasquido es similar al ruido de contacto y usualmente se relaciona a la difusión en drenaje y fuente (del MOSFET de salida). La contaminación por aluminio es un posible mecanismo de generación de ruido de chasquido. Este problema se relaciona con aluminio difundiendo hacia la juntura p-n, causando una avería prematura. Su espectro es proporcional a $1/f^2$. En consecuencia, sus efectos se ven mayormente en el dominio de las bajas frecuencias, similar al ruido fractal [49].

2.1.6. Ecuación de Ruido del Amplificador de Salida

En la sección anterior se ha mostrado que el ruido blanco y $1/f$ son las dos fuentes de ruido dominantes generadas en el amplificador de salida. La combinación de ambas fuentes está representada por [49]:

$$N_{CCD}(f)^2 = W_{CCD}(f)^2(1 + (f_c/f)^m), \quad (2.8)$$

donde $N_{CCD}(f)^2$ es la potencia del ruido del MOSFET (V^2/Hz), $W_{CCD}(f)$ es el voltaje de ruido blanco (V/\sqrt{Hz}), y f_c es la frecuencia de corte del ruido $1/f$ (Hz) definida en

el punto donde la potencia del ruido $1/f$ iguala a la potencia del ruido blanco, es decir, cuando $N_{\text{CCD}}(f)^2 = 2W_{\text{CCD}}(f)^2$. La constante m caracteriza la pendiente del espectro $1/f$, la cual puede variar entre el rango $1 < m < 2$, dependiendo de la polarización del drenaje. Para MOSFETs bien polarizados, esta pendiente suele estar cercana a la unidad.

2.2. Ruido Extrínseco

Las fuentes de ruido extrínseco se sitúan fuera del circuito que está siendo investigado, el cual actúa como una antena receptora; razón por la cual a este tipo de ruido también se le conoce como señales *extrañas*, señales *espurias*, o *perturbaciones*. De acuerdo a su origen, se puede hablar de dos categorías principales [56]:

1. *Perturbaciones ambientales*, tales como ruido procedente de fuentes cósmicas (como el Sol y la Vía Láctea), ruido atmosférico (relámpagos y tormentas de rayos) y ruido debido a la actividad humana (motores, señales de radio y TV, señales de telefonía celular, interruptores, etc.). Todas las perturbaciones industriales se caracterizan por poseer amplitudes relativamente altas y muchas presentan regularidad en cuanto a forma y período.
2. Señales que son de utilidad en un circuito pero se acoplan en circuitos cercanos, donde resultan indeseables y por lo tanto actúan como perturbaciones. A este fenómeno se le conoce generalmente como *crosstalk entre sistemas* (o *ruido de crosstalk*). Una regla general refiere que el usuario siempre es quien se percata de la interferencia (es decir, descubre los efectos indeseados o las señales espurias) durante la operación y no antes. En ocasiones, dichos acoplamientos se pueden reducir modificando la orientación relativa de cables o equipo en el sitio.

Este ruido se caracteriza por poseer una naturaleza determinística, por lo que es difícil de tratar mediante herramientas estadísticas. En muchas ocasiones, la frecuencia de este tipo de señales puede ser conocida por adelantado (por ejemplo, señales que están asignadas a ciertas frecuencias, sus armónicos y subarmónicos). Frecuentemente se encuentra que la señal contaminante resulta ser la superposición de un grupo de señales determinísticas. Otra característica es que su ancho de banda es restringido, lo que permite rechazarlo (implementado filtros adecuados) o correr la banda de la señal de interés fuera de espectro.

Por otro lado, las señales de interferencia provenientes de instalaciones cercanas, con capacidad de alcanzar a los circuitos vulnerables, pueden tener amplitudes relativamente altas e incluso pueden sobrepasar el nivel de las señales que sí son útiles. Como regla general, la amplitud de las señales de ruido producidas por el hombre decrece con el incremento de la frecuencia, pero esto puede variar considerablemente de acuerdo a la localización. Para finalizar, diremos que el cálculo del nivel de este tipo de ruido implica cierto grado de dificultad, porque se trata de perturbaciones electromagnéticas, las cuales se describen a través de las ecuaciones de Maxwell. El problema es que estas son ecuaciones diferenciales con respecto al tiempo y tres variables espaciales. Su solución

requiere de complicadas condiciones de frontera, que pueden expresarse fácilmente en el dominio del tiempo, pero resulta imposible formularlas en el dominio del espacio (donde dependen de las localizaciones relativas de varios sistemas). Lo anterior explica porque en el mundo real, resolver las ecuaciones de Maxwell no resulta ser práctico. Entonces, para determinar el ruido producido por actividad humana en un lugar determinado, es necesario hacer mediciones (las cuales varían dependiendo de la hora del día, estación del año y dirección).

2.2.1. Ruido del Preamplificador

Según [56], un preamplificador se define como un amplificador usado inmediatamente después de la salida de un sistema de transmisión (comunmente una antena o un transductor). Tiene por objetivo incrementar la señal de salida de bajo nivel, entregada por la fuente, para que pueda ser procesada por la electrónica principal, sin sufrir degradación apreciable de la relación señal a ruido. Su presencia es esencial cuando la señal que será procesada es tan débil que su amplitud se compara con la de señales espurias o la del ruido intrínseco.

Es importante que el ruido generado tanto por el preamplificador como por el postamplificador no agregue ruido de lectura al piso de ruido del CCD. Cuando estos ruidos se suman, el ruido total del amplificador está dado por la suma de los cuadrados [49]

$$N_T(e^-) = \frac{B^{1/2}}{S_V} \left[W_{\text{CCD}}(f)^2 + W_{A1}(f)^2 + \frac{W_{A2}(f)^2}{A_{\text{PA}}} \right]^{1/2} \quad (2.9)$$

donde A_{PA} es la ganancia en el preamplificador (V/V), B es el ancho de banda equivalente del ruido (Hz), S_V es la sensibilidad del nodo (V/e^-); $W_{\text{CCD}}(f)$, $W_{A1}(f)$ y $W_{A2}(f)$ son las figuras de ruido blanco del amplificador de salida del CCD, preamplificador y postamplificador, respectivamente ($V/\sqrt{\text{Hz}}$). Aquí se supone que la ganancia del amplificador de salida es unitaria.

Nótese que, de acuerdo con la ecuación anterior, el ruido del post-amplificador puede suprimirse si se fija una ganancia alta para el preamplificador. Con los componentes adecuados, se puede lograr que la contribución del ruido por los amplificadores de salida sea despreciable. Pueden elegirse componentes cuyo nivel de ruido esté un orden (o varios ordenes) de magnitud por debajo del ruido del amplificador del CCD.

Los requisitos en cuanto a nivel de ruido en el preamplificador que recibe la señal proveniente del CCD se han ido relajando con el pasar de los años, debido a que los niveles de ruido blanco en el CCD incrementan como consecuencia de alcanzar niveles de sensibilidad, S_V , más altos. La tendencia ha sido aumentar la sensibilidad de los amplificadores en los nodos de sensado del CCD tanto como sea posible, mientras se sacrifica el rendimiento en cuanto a ruido blanco. Al final, esto resulta ventajoso porque el aumento de sensibilidad es inversamente proporcional al ancho de la compuerta del MOSFET de salida ($S_V = q/C_S$), mientras que el ruido blanco sólo aumenta como la raíz cuadrada de la reducción de este ancho. Esta última situación se observa a través de la ecuación (2.4). Esta filosofía de diseño ha funcionado bastante bien y ha empujado los niveles de ruido a un electrón, usando bajas velocidades de lectura [49].

2.2.2. Ruido de Cuantización en el ADC

La señal analógica debe ser convertida a una forma digital antes de poder ser procesada por una computadora. Un Convertidor Analógico-Digital (en inglés Analog to Digital Converter o ADC) es una pieza fundamental en este proceso. Es común que un ADC efectúe la tarea de digitalizar la señal mediante un proceso compuesto de tres etapas: muestreo, cuantización y codificación de la señal. Aunque estas tres etapas son importantes, en este apartado nos concentraremos en la cuantización, siendo el ruido inducido durante la cuantización de la señal el tema al que se le dará mayor importancia.

Según [59], el término *cuantizar* se refiere a la aproximación de un valor analógico que se hace usando un grupo finito de valores. Por ejemplo, con m bits de cuantización se dispone de 2^m valores posibles. Si, por ejemplo, los valores esperados de la señal analógica se encuentran en el rango de ± 3 V, la señal de entrada puede ser cuantizada en escalones de $\Delta = 6/2^m$ V. La pérdida de información es algo típico durante este proceso. Puede decirse que la señal cuantizada consiste de la señal verdadera más una señal de error a la que se le conoce como ruido de cuantización.

En la literatura [59, 60] se sugiere que tanto la tasa de muestreo como el escalón de cuantización son los factores principales que afectan el ruido de cuantización. Por un lado, el tamaño del escalón afecta la precisión (resolución) del ADC, la cual mejorará conforme se aumente el número de bits del convertidor.

La cuantización puede ser uniforme o no-uniforme. En el primer caso, los niveles de cuantización están distribuidos uniformemente sobre todo el rango disponible del ADC. Esto es, si la entrada se limita a $\pm V$ entonces, el rango completo $2V$ se divide entre $N = 2^m$ escalones con los cuales se representará cualquier valor en el rango $+V$ y $-V$. De manera tal que la precisión de la aproximación depende del escalón de cuantización $\Delta = 2V/N$. Entonces el error de cuantización, e , es

$$-\frac{\Delta}{2} < e < \frac{\Delta}{2}. \quad (2.10)$$

Suponiendo que la señal de entrada (analógica) tome todos sus valores entre el rango de $-V$ a $+V$ con la misma probabilidad, entonces el error se encuentra uniformemente distribuido a lo largo del intervalo $(-\Delta/2, \Delta/2)$. Por ello, la función de densidad de probabilidad del error es:

$$p(e) = \frac{1}{\Delta}. \quad (2.11)$$

La media de este valor es igual a cero, debido a que

$$\mu = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e \cdot p(e) de = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e(1/\Delta) de = 0. \quad (2.12)$$

Dado que la media es igual a cero, la potencia del ruido de cuantización es igual a la varianza, la cual está dada por:

$$\sigma_c^2 = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e^2 p(e) de = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e^2 (1/\Delta) de = \frac{\Delta^2}{12} \quad (2.13)$$

la cual depende del escalón de cuantización, Δ .

El valor rms del ruido de cuantización corresponde a

$$\sigma_{\text{c}_{\text{rms}}} = \sqrt{\sigma_{\text{c}}^2} = \frac{\Delta}{\sqrt{12}}. \quad (2.14)$$

Como se señala en [60], este ruido es aproximadamente gaussiano y se extiende de forma casi uniforme sobre el ancho de banda de Nyquist desde DC hasta $f_s/2$. Lo anterior bajo la suposición de que no existe correlación entre el ruido de cuantización y la señal de entrada. Bajo ciertas condiciones, cuando el reloj de muestreo y la señal se relacionan de manera armónica, el ruido de cuantización se vuelve correlacionado y la energía se concentra en los armónicos de la señal (el valor rms sigue aproximandose a $\Delta/\sqrt{12}$).

2.2.3. Ruido por Variaciones de las Señales de Reloj

El ruido también se puede introducir en un CCD por consecuencia de variaciones en el reloj maestro que genera los pulsos de sujeción, muestreo y para el pozo sumador de salida. Este tipo de ruido es más notable en sistemas cuyo reloj maestro no se genera directamente de un cristal oscilador. Como ejemplo, los circuitos que implementan técnicas de sincronización (tales como enlace por enganche de fase, en inglés Phase-Lock Loop o PLL) exhiben problemas debidos a desviaciones de sus señales de reloj. Una consideración importante debe ser que el tiempo entre sujeción y muestreo se mantenga fijo de un pixel a otro con un alto grado de precisión. Las especificaciones de variación de fase para relojes derivados de cristales osciladores son 0.001 (esto es, una variación rms del 0.1 % en el período del reloj), lo que normalmente no causa problemas de ruido [49].

En general, al problema de las variaciones en la señal de reloj se le conoce comúnmente como “jitter” y es un asunto de importancia en otros dispositivos electrónicos como, por ejemplo, los convertidores A/D, los cuales se usan para digitalizar la señal analógica generada por un sensor.

Básicamente, un convertidor A/D usa una señal de reloj para sincronizar los tiempos de conversión. Variaciones en los flancos de esta señal de sincronización dan pie a una fuente de ruido generada por estas variaciones (se tiene una incertidumbre), a esto se le conoce como apertura de jitter. Este ruido proviene del hecho de que la electrónica de muestreo dentro del convertidor intenta capturar una señal de AC, en otras palabras, se le apunta a un blanco móvil. Las variaciones en los flancos de sincronización resultan en distribuciones estadísticas que son capturadas por el muestreador. Mientras mayor sea la frecuencia de la señal, mayor será la pendiente de la señal (o “slew rate” en inglés) y por lo tanto mayor será la amplitud del error resultante en el flanco de la sincronización. En consecuencia, el efecto de una cantidad dada de apertura de jitter dependerá de la frecuencia de la señal. La relación señal a ruido para un convertidor A/D en función de la apertura de jitter está dada por [61]:

$$\text{SNR}|_{t_j} = 20 \log \left(\frac{1}{2\pi f_{\text{IN}} t_j} \right) \quad (2.15)$$

donde f_{IN} es la frecuencia de la señal de entrada (aquella que será digitalizada), y t_j es la apertura de jitter RMS de la señal de reloj para el convertidor A/D. Habitualmente, la pregunta que se hace cuando se va a realizar la selección de un convertidor A/D es acerca de la máxima apertura de jitter que la aplicación puede tolerar dados los requerimientos en cuanto a la relación señal a ruido con señales de una frecuencia dada. En este caso, la ecuación (2.15) puede reorganizarse de la siguiente manera:

$$t_j = \frac{1}{2\pi 10^{\frac{SNR}{20}}} \quad (2.16)$$

En conclusión, nótese que pueden existir múltiples fuentes jitter dentro de un convertidor y otras en la electrónica de control de la aplicación. Por lo tanto, el rendimiento total que el circuito logre alcanzar está en función tanto del convertidor seleccionado como de el resto de las especificaciones del diseño, especialmente en el circuito generador de señales de reloj y el diseño de la placa del circuito.

2.2.4. Ruido por Interferencia Electromagnética

La Interferencia Electromagnética (EMI, por sus siglas en inglés) se refiere a la degradación del funcionamiento de un dispositivo, circuito o sistema causado por perturbaciones electromagnéticas. En tal caso se dirá que una perturbación electromagnética es cualquier fenómeno electromagnético capaz de alterar el funcionamiento del dispositivo, circuito o sistema en cuestión. Por otro lado, se denomina Compatibilidad Electromagnética (EMC, por sus siglas en inglés) a la habilidad que posee un sistema, equipo o dispositivo para operar inmerso en el ambiente electromagnético para el cual está diseñado, sin sufrir ni causar degradación de funcionamiento debida a EMI. Nótese que la EMC se compone de dos partes: la emisión de perturbaciones y la susceptibilidad a perturbaciones [56].

Las perturbaciones electromagnéticas se encuentran presentes en cualquier sitio y forman parte de nuestra civilización industrializada. En la figura 2.3 se observan los tres elementos que deben estar presentes de manera simultánea para dar lugar al problema de la EMI: una fuente de perturbaciones, un sistema perturbado (víctima) y una trayectoria de acoplo que permita la transmisión del ruido desde la fuente hasta la víctima.



Figura 2.3: Diagrama general que muestra los elementos que dan lugar al problema de la EMI.

Es realmente importante conocer la manera en la que la fuente se acopla a la víctima, debido a que en muchas situaciones prácticas, la reducción del coeficiente de acoplamiento es la única manera de combatir a las interferencias.

El problema de la EMI puede clasificarse en dos clases principales: 1) La fuente y la víctima forman parte del mismo sistema o de la misma instalación. En este caso la

interferencia se encuentra dentro del sistema de interés. 2) La fuente de perturbaciones forma parte de un sistema y la víctima pertenece a otro. Entonces la interferencia aparece entre dos sistemas distintos.

La EMI y las fuentes de ruido relacionadas a ésta son los problemas más difíciles y frustrantes que debe resolver el diseñador de un sistema. No es extraño que las soluciones a este problema sean encontradas en momentos de pánico o implementando métodos derivados de “la prueba y el error” sin tener un entendimiento de la causa física y su efecto [49]. A continuación se enlistan tres posibles aproximaciones para reducir la interferencia [56], las cuales se tratarán con mayor profundidad en otro capítulo:

- Reducir la emisión de perturbaciones en la fuente.
- Reducir la susceptibilidad electromagnética de la víctima.
- Reducir el acoplamiento entre el agresor y la víctima.

Página intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 3

TEORÍA PARA EL DISEÑO DE BAJO RUIDO

El ruido intrínseco debe ser tomado en cuenta desde las primeras etapas del proceso de diseño de bajo ruido. En conjunto con el rendimiento eléctrico especificado, una relación señal a ruido alta constituye un objetivo básico de cualquier diseño. Con esto en mente, se realiza la selección adecuada de componentes, topologías, etapas de alimentación, tipos de dispositivos activos (transistores bipolares o tipo FET), polarizaciones, retroalimentaciones, etc. Una vez que este proceso se ha completado, prácticamente nada puede hacerse para reducir el ruido intrínseco. Por lo tanto, dejar el problema del ruido intrínseco para ser resuelto al final puede resultar en un desastre y en un proceso de diseño costoso.

En cuanto al ruido extrínseco, éste se tratará tanto en la etapa de diseño como en la del prototipo. Diferentes técnicas pueden usarse para prevenir la interferencia, tales como el posicionamiento adecuado de las pistas en el circuito impreso, uso apropiado de tierras, blindar las partes más sensibles, usar cables blindados, etc. Desde el punto de vista económico, no debe olvidarse que limitar la emisión de perturbaciones resulta menos costoso que proteger a los elementos perjudicados.

En muchas ocasiones el daño ocasionado por el ruido está muy relacionado con la función que debe desempeñar el sistema afectado. Por ejemplo, los circuitos que deben amplificar señales débiles son, en consecuencia, más susceptibles al ruido intrínseco que cualquier circuito digital donde las amplitudes de las señales son relativamente mayores. En diversas aplicaciones analógicas, la señal útil, que es altamente susceptible al ruido, puede perder fácilmente su contenido de información. Esto impone fuertes restricciones sobre el equipo electrónico que la procesa, el cual requiere que sus amplificadores de entrada presenten alta ganancia y bajo ruido.

El propósito general de este capítulo es el de discutir los principios y las técnicas necesarias para el diseño de sistemas sensor-preamplificador de bajo ruido. Aquí, el mayor esfuerzo de optimización se dedica al diseño del preamplificador, y se supone que los parámetros eléctricos del sensor están definidos y son conocidos.

A continuación se presentan definiciones que se consideran necesarias durante el resto del capítulo.

3.1. Relación Señal a Ruido

En el resto de este trabajo se usará el acrónimo SNR para hacer referencia a la Relación Señal a Ruido. Lo siguiente que se dirá acerca de la SNR es que, para un receptor, vale la pena tener una SNR tan alta como sea posible. No obstante, tener una SNR pequeña no necesariamente significa que el receptor es de baja calidad, porque puede suceder que la señal adquirida por la antena ya presentaba una SNR baja.

Acorde con William Benett, la SNR en cualquier punto, a una frecuencia específica, está definida como la razón de: (1) la potencia de la señal, entre (2) la potencia del ruido. Ésta se expresa normalmente en decibeles:

$$\text{SNR} = 10 \log(V_s^2 / \overline{V_r^2}) \quad [\text{dB}]. \quad (3.1)$$

La SNR puede estar definida ya sea a una frecuencia específica (tal como se mencionó anteriormente) o sobre un ancho de banda amplio (como el de los sistemas de telecomunicaciones). En el primer caso, se usan las densidades espectrales de potencia, lo que significa que se obtiene una SNR normalizada. En el segundo caso, la potencia total del ruido debe ser considerada y la SNR es una función del ancho de banda del sistema de transmisión. En cualquier caso, se debe tener en cuenta que si el ancho de banda es mayor que el necesario para la transmisión de la señal, la SNR puede ser considerablemente degradada (esto debido a que fuera del ancho de banda necesario, el circuito continúa agregando ruido, pero la potencia de la señal permanece constante).

3.2. Factor de Ruido

Este es un parámetro de uso frecuente. Conceptualmente se trata de un número que compara las cualidades del ruido de un bipuerto con las cualidades de un bipuerto ideal (sin ruido). La impedancia (o la admitancia) debe ser un valor conocido o el valor del factor de ruido carecerá de significado.

Tradicionalmente, cuando se habla del concepto de factor de ruido, se supone que todos los dispositivos ruidosos pertenecientes al bipuerto se encuentran a la misma temperatura (290 K), la cual sirve como una temperatura estandar de referencia T_0 y resulta de utilidad debido a que todos usan la misma referencia. Bajo esta suposición se compara al bipuerto bajo estudio contra un bipuerto ficticio, el cual tiene una estructura física idéntica pero carece de ruido. También se supone que ambos bipuertos tienen la misma cantidad de ruido a la entrada, es decir, la misma fuente de señal.

Bajo estas dos suposiciones se realiza la comparación de la potencia de ruido disponible a la salida (P_{rds}), entregada por el bipuerto bajo estudio, contra la misma cantidad obtenida a la salida del bipuerto ficticio (P_{rd}). La primera puede medirse, pero la segunda debe ser calculada.

El factor de ruido, denotado por F , se define como [56]:

$$F = \frac{P_{\text{rds}}}{P_{\text{rd}}} = \frac{P_{\text{RS}} + P_{\text{TP}}}{P_{\text{RS}}} = 1 + \frac{P_{\text{TP}}}{P_{\text{RS}}} \quad (3.2)$$

donde P_{RS} es la potencia de ruido a la salida generada por el ruido de la resistencia de entrada R_S , que ha sido amplificado por el bipuerto carente de ruido, y P_{TP} es la

contribución del bipuerto a la potencia de ruido de salida cuando su entrada se conecta a un resistor carente de ruido R_S .

El factor de ruido que ha sido introducido en la ecuación anterior tiene las siguientes características [56, 62]:

- No incluye la contribución de la carga al ruido de salida (independiente de R_L).
- Depende de la resistencia interna de la fuente de la señal.
- Un bipuerto libre de ruido necesariamente tiene un factor de ruido igual a la unidad.
- Un bipuerto ruidoso siempre aporta su propio ruido al ruido de la fuente. Esta contribución se estima con la cantidad $F - 1$. En otras palabras, el factor de ruido siempre es mayor a la unidad.

E.W. Herold y D.O. North de RCA, y H.T. Friis de Laboratorios Bell fueron pioneros trabajando con el factor de ruido como método de evaluación del ruido en tubos de vacío. Ellos propusieron dos definiciones equivalentes: una estructurada sobre la razón del ruido total, referido a la entrada, sobre el ruido térmico de la fuente (North), y la segunda basada en la degradación de la SNR cuando la señal pasa a través del bipuerto (Friis). Ambas son actualmente aceptadas por la IEEE.

3.2.1. Definición de North

El factor de ruido de un bipuerto a una frecuencia de entrada específica está dado por la razón de: (a) la potencia total de ruido por unidad de ancho de banda “disponible a la salida”, N_o , a una frecuencia de salida dada, cuando la temperatura del ruido de su entrada es estandar (290 K) a todas las frecuencias, sobre (b) la porción de (a), denotada por N'_o , originada por la entrada, a una frecuencia de entrada dada, a la temperatura del ruido estandar (290 K). Las figuras 3.1a y 3.1b ilustran las partes (a) y (b) mencionadas anteriormente. Nótese que para la parte (b) se supone que el bipuerto es uno libre de ruido, dado que sólo se considera la contribución de la entrada.

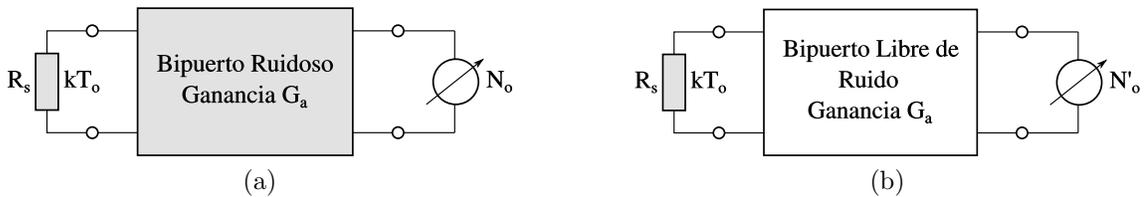


Figura 3.1: Ilustración de la definición de North del factor de ruido [56].

Entonces, F es expresada de la siguiente manera [56]:

$$F = \frac{N_o}{N'_o} = \frac{N_o(T = 290K)}{kT_o G_a} = 1 + \frac{N_n}{kT_o G_a} > 1 \quad (3.3)$$

donde N_n denota el exceso de la potencia de ruido (el ruido aportado por el bipuerto) y G_a es la ganancia de potencia disponible en el bipuerto.

3.2.2. Definición de Friis

De acuerdo con [56], el factor de ruido F de un bipuerto, a una frecuencia específica, está dado por la razón de: (1) la SNR disponible a la salida del generador de la señal (cuando la temperatura de su entrada es de 290 K y el ancho de banda está limitado por el receptor), entre (2) la SNR en su terminal de salida.

Esta definición se encuentra representada en la figura 3.2. F es una medida de la degradación de la SNR de entrada que ocurre cuando la señal pasa a través del bipuerto. Por lo tanto:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{S_i/kT_o}{S_o/N_o} \quad (3.4)$$

donde S_i y S_o son la potencia de la señal disponible (por unidad de ancho de banda) a la entrada y salida, respectivamente. De forma similar, $N_i = kT_o$ y N_o representan la potencia de ruido disponible, por unidad de ancho de banda, a la entrada y salida, respectivamente (se supone que la carga está libre de ruido).

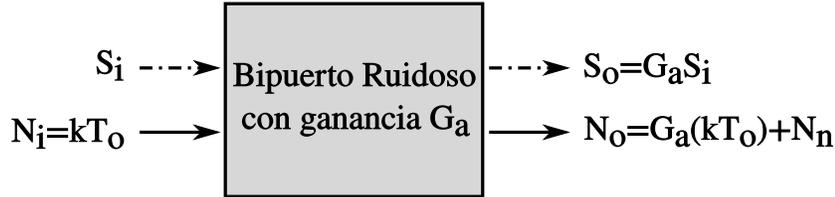


Figura 3.2: Ilustración de la definición de Friis para el factor de ruido [56].

Dado que la ganancia en potencia disponible para el bipuerto está definida como [56]: $G_a = S_o/S_i$, es posible reescribir 3.4 como:

$$F = \frac{1}{G_a} \frac{N_o}{kT_o}. \quad (3.5)$$

La ecuación anterior muestra la equivalencia entre las definiciones de North y Friis, dado que el bipuerto es lineal, esto es, la ganancia en potencia es igual para la señal y para el ruido.

Este parámetro puede expresarse como una razón (*factor de ruido*) o en decibeles (*figura de ruido*). Para el último caso se tiene que:

$$F_{dB} = 10 \log(F). \quad (3.6)$$

Cabe señalar que el factor de ruido presenta una comparación entre el ruido generado por el bipuerto y el ruido del generador de la señal, y no representa una estimación absoluta del ruido del bipuerto. Por ejemplo, si de alguna manera se aumenta la resistencia de la fuente (lo que también elevará su ruido térmico), la ecuación (3.2) predice que el factor de ruido decrece, y ello podría dar lugar a la idea errónea de que el bipuerto comienza a perder ruido de manera repentina, ignorando la evidencia que señala que la potencia de ruido a la salida ha aumentado.

Por esta razón, en la literatura [56, 63] se hace la recomendación de nunca insertar un resistor entre el generador de la señal y la entrada del bipuerto, porque la SNR se

verá deteriorada, no importando la mejora observada en el valor del factor de ruido. En la práctica, el único interés al trabajar con el factor de ruido es el de seleccionar el bipuerto menos ruidoso de entre varios candidatos, dado que la señal provista es la misma.

La definición del factor de ruido envuelve varias limitaciones:

- Si la impedancia interna del generador de la señal es puramente reactiva, su ruido desaparece y el factor de ruido resultante tiende a infinito.
- Cuando el ruido agregado por el bipuerto es despreciable con respecto al de la fuente, el factor de ruido es la razón de dos cantidades aproximadamente iguales. Esto puede provocar errores inaceptables.
- El factor de ruido depende de la frecuencia de la señal, polarización, temperatura, e impedancia de la fuente. Comparar dos factores de ruido sin tener condiciones idénticas es prácticamente inútil.

3.2.3. Factor de Ruido de Etapas en Cascada

El problema de múltiples etapas en cascada tiene una gran importancia debido a que el ruido que se genera en la salida del receptor es amplificado por las siguientes etapas (que pueden manejar ganancias altas) y, entonces, conforma la mayor contribución al ruido presente en la etapa de salida. La figura 3.3 muestra un sistema compuesto de N componentes en cascada, cada una teniendo una ganancia G_i y un factor de ruido F_i . Las ganancias y factores de ruido de cada elemento son conocidos. El factor de ruido de los N componentes combinados, denotado por F , será el objeto de nuestro interés.

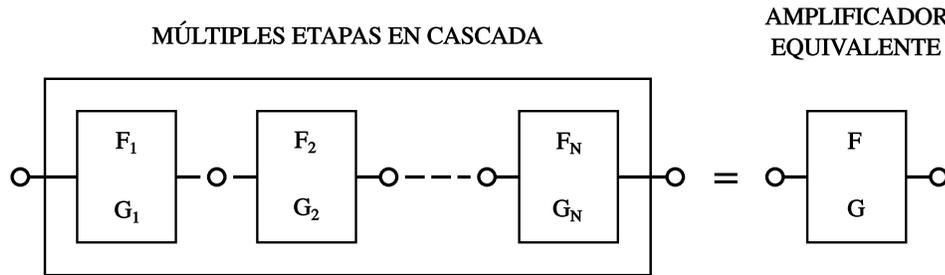


Figura 3.3: Factor de ruido para una red en cascada [56].

Harald T. Friis demostró que el factor de ruido total de un sistema en cascada, como el presentado en la figura anterior, está dado por la siguiente expresión [62]

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}}. \quad (3.7)$$

La fórmula anterior también es conocida como fórmula de Friis y, según [56], ésta es válida bajo las siguientes condiciones:

- El factor de ruido de la i -ésima etapa (F_i) debe ser evaluado teniendo en consideración a la etapa $(i - 1)$ como generador.

- Se supone que todas las etapas son lineales, es decir, las frecuencias de entrada y salida son las mismas.
- La parte real de la impedancia de salida de cada etapa debe ser una cantidad positiva.
- Cada etapa debe agregar ruido.

De la ecuación (3.3), se puede concluir que se debe evitar tener un elemento atenuador (cables o guías de onda) como primera etapa de la cascada que conforma al sistema de transmisión, de otra manera el factor de ruido total aumentará. Visto de otra manera, las contribuciones de las etapas siguientes, en lugar de ser divididas por una ganancia $G_1 > 1$, serán multiplicadas por la pérdida $L_1 = 1/G_1 > 1$. Otra afirmación válida es que el factor de ruido total está principalmente determinado por el factor de ruido F_1 . Mientras más grande sea esta ganancia, menos significativa será la contribución de las etapas restantes.

Un preamplificador, con ganancia alta y bajo ruido, debe ser colocado a la salida del sistema, justo después del sensor. En la figura 3.4, se presenta un diagrama de bloques que ejemplifica la idea en discusión. En ella, los beneficios de introducir el preamplificador son sugeridos por medio de las formas de onda resultantes (se supone que el ruido introducido por el preamplificador es despreciable con respecto al suministrado por el cable).

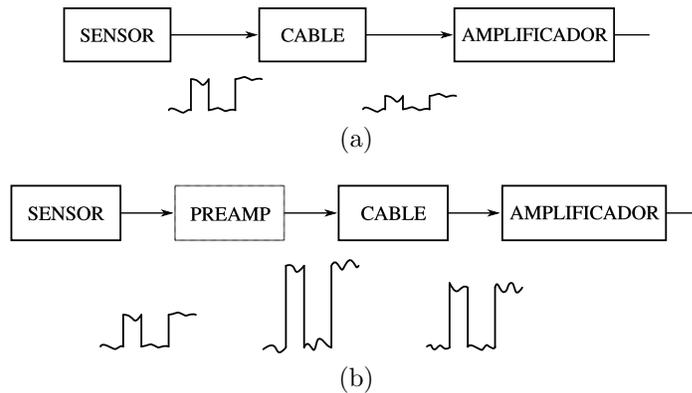


Figura 3.4: a) Salida del sensor sin preamplificador, presenta una SNR deteriorada y b) sensor con preamplificador, la SNR mejora [56].

Según [56], cualquier preamplificador debe satisfacer los siguientes requerimientos:

- Su ruido interno debe ser tan bajo como sea posible y su ganancia en potencia tan alta como sea posible.
- El tamaño físico del preamplificador debe ser reducido, con la intención de disminuir el área del circuito asociado y, por lo tanto, limitar la susceptibilidad ante radiación parasitaria. Todas las técnicas de protección (blindaje, filtrado, etc.) son aplicables.
- El preamplificador debe localizarse tan cerca del sensor como sea posible para reducir la longitud de las interconexiones y, en consecuencia, evitar susceptibilidad adicional.

- Cuando la cadena de amplificación no se localiza cerca del sensor, el sensor debe contar con su propia fuente de poder (baterías) para evitar el uso de un cable de alimentación largo y limitar la captación de radiación parasitaria.

3.2.4. Relación Entre Parámetros de Ruido

El mismo autor, [56], haciendo uso de la teoría de bipuertos, nos presenta la siguiente ecuación:

$$F = F_o + \frac{R_n}{G_s} \left((G_s - G_o)^2 + (B_s - B_o)^2 \right) \quad (3.8)$$

donde:

- F_o corresponde al factor de ruido mínimo aceptado, el cual se obtiene cuando se iguala perfectamente a la fuente de la señal ($Y_s = T_o$).
- R_n es una cantidad positiva, expresada en unidades de resistencia, lo que determina que tan rápido se deteriora el factor de ruido cuando se alimenta al bipuerto a partir de una fuente cuya admitancia no es la óptima. De aquí se desprende que un bipuerto con una R_n pequeña, es relativamente insensible a variaciones de admitancia en la fuente de la señal. De hecho, una baja R_n es esencial en operaciones de banda ancha, donde se desea contar con alta tolerancia en la entrada.
- G_o y B_o son los valores óptimos de la parte real e imaginaria de la admitancia en la fuente. Se debe notar que estos siempre difieren de los valores que garantizan la máxima ganancia de potencia. Una regla general en cualquier bipuerto puede ser que *máxima ganancia de potencia y mínimo ruido no ocurren simultáneamente*.

La ecuación anterior relaciona el factor de ruido con la admitancia de la fuente, y tiene mucha importancia, el autor le llama *ecuación fundamental* del bipuerto ruidoso.

También hay que notar que, si fuera posible ajustar de forma individual las partes real e imaginaria de la admitancia en la fuente Y_s , sería fácil igualar B_s con B_o y G_s con G_o y, en consecuencia, alcanzar el factor de ruido óptimo. Como ese no es el caso, la única posibilidad que existe (a veces) es insertar un transformador de ajuste (o red) entre la fuente y el bipuerto. En este sentido, se pueden lograr las condiciones para ruido mínimo, lo cual no quiere decir que las condiciones para máxima ganancia de potencia se presenten automáticamente.

3.3. El Problema del Ruido

El ruido puede ser tratado usando dos aproximaciones diferentes [56,62]:

1. *La aproximación por crisis*: El diseñador se enfoca en las propiedades de la señal, tratando de cumplir con las especificaciones de ganancia, ancho de banda, estabilidad, etc., mientras da poca importancia al ruido total del amplificador. El ruido se evalúa cuando el diseño está terminado, durante la etapa de pruebas o cuando la experiencia propia del diseñador sugiere que algo puede estar mal. Si

el ruido intrínseco excede el nivel especificado, pocas cosas se pueden hacer para solucionarlo. Si existe alguna solución, será necesario agregar complementos indeseables y costosos de implementar en una etapa tardía. Conforme el desarrollo del amplificador avanza a través de las etapas de diseño, pruebas y producción, la variedad de técnicas disponibles para mitigación de ruido se reduce continuamente. Comúnmente, el amplificador debe ser rediseñado.

2. Desde el inicio del proceso, el diseñador se anticipa al problema del ruido. Como el ruido general está ampliamente determinado por la primera etapa, el diseñador comienza por seleccionar apropiadamente la configuración de la etapa de entrada, los dispositivos activos y los valores de polarización necesarios para alcanzar el menor nivel de ruido. En ocasiones, es necesario comprometer el rendimiento eléctrico. Por ejemplo, para un sensor resistivo, quizás se tenga que igualar la resistencia del amplificador con la resistencia del sensor para mitigar el ruido, en lugar de buscar ganancia máxima. Cuando el diseño de la primer etapa está completo, se diseñan las etapas siguientes. Al final, se hace una revisión del ruido para estar seguro que se cumple con las especificaciones. Como la realimentación total no afecta al ruido, esta puede ser usada para compensar el ancho de banda, modificar la impedancia de entrada, ajustar la ganancia, o mejorar la estabilidad.

La segunda aproximación es altamente recomendable, debido a que es menos costoso y más eficiente resolver el problema del ruido durante las etapas tempranas del proceso de diseño. Si la supresión de ruido es considerada desde el inicio, cuando el equipo está siendo diseñado, las técnicas para mitigar el ruido son simples y sencillas para una etapa o subsistema.

En [56] se recomienda comenzar un diseño de bajo ruido con la pregunta: *¿qué parámetro o parámetros de ruido vamos a optimizar?*. Al parecer, que existe un consenso general entre diversos autores [56, 62–64], quienes coinciden en que lo más recomendable es optimizar la relación señal a ruido, la cual debe alcanzar un máximo. Desde un punto de vista práctico, esto se traduce en la búsqueda del mínimo ruido de entrada.

3.4. Técnicas de Diseño de Bajo Ruido para Circuitos de Baja Frecuencia

Una aplicación típica puede consistir en un preamplificador que procesa la señal enviada por un sensor particular. Después de la amplificación, la señal sigue siendo procesada por etapas subsecuentes. El objetivo es el de reducir, tanto como sea posible, el ruido del conjunto sensor-preamplificador, llamado sistema de interés en la figura 3.5.

Aunque no existe una metodología universal para el diseño de circuitos de bajo ruido, se puede hablar de reglas o principios que pueden aplicarse según se requieran. Estos se presentan a continuación.

- Igualar ruido. Al proceso de reconciliar las características de ruido del amplificador y la impedancia de la señal se le llama igualar ruido. Esto se puede conseguir de diferentes maneras:

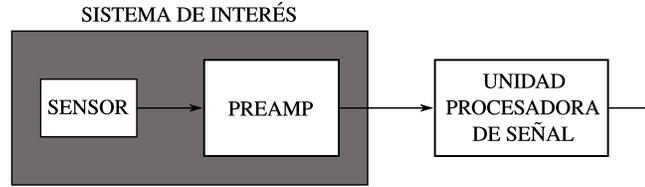


Figura 3.5: Diagrama simplificado de un sistema genérico para una aplicación de baja frecuencia.

- insertando una reactancia entre la fuente de la señal y las terminales de entrada del amplificador, en serie o en paralelo;
- conectando un transformador a la entrada del amplificador, para igualar la resistencia de la fuente con la resistencia del amplificador;
- diseñar la etapa de entrada del amplificador para satisfacer los requerimientos de ruido impuestos por la fuente;
- modificar la impedancia de la fuente, lo cual es raramente posible (por ejemplo, conectando sensores más pequeños en serie en lugar de usar sólo un sensor).

3.4.1. Reglas del Diseño de Bajo Ruido

1. No se puede predecir al ruido en función del tiempo, en cambio, puede describirse en términos de sus valores promedio. Siendo su valor cuadrático medio (rms) una de las características de mayor uso. Para un ruido $n(t)$ el valor rms se define como $\sqrt{\overline{n^2(t)}}$, con [65]:

$$\overline{n^2(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T n^2(t) dt \quad (3.9)$$

donde la barra indica que se trata del valor promedio para un período de tiempo relativamente largo. Si diferentes fuentes de ruido, no correlacionadas entre si, se hacen presentes simultáneamente en el mismo circuito, el diseñador debe identificar la fuente dominante y enfocar sus esfuerzos para reducirla. Lo anterior también es válido cuando la correlación es débil. Si las fuentes están correlacionadas, el ruido total es [65]:

$$\overline{(v_1 + v_2)^2} = \overline{v_1^2} + 2\overline{v_1 v_2} + \overline{v_2^2} = \overline{v_1^2} + 2\rho\overline{v_1^2 v_2^2} + \overline{v_2^2}, \quad (3.10)$$

donde ρ denota el coeficiente de correlación ($0 < \rho < 1$). Para fuentes no correlacionadas ($\rho = 0$), puede suceder que existan fuentes de ruido cuya contribución sea despreciable comparada con la de una fuente dominante, en este caso, los esfuerzos para reducir las fuentes secundarias, no correlacionadas, podrían resultar contraproducentes. En el peor de los casos todas las fuentes están fuertemente correlacionadas ($\rho = 1$) y todas necesitarán atención.

2. El ruido del preamplificador se considera despreciable si representa menos de 1/3 del ruido de la fuente [56]. Como el ruido del sensor no está correlacionado con el del preamplificador, mediante la aplicación de la ecuación (3.10) se

obtiene $\sqrt{1^2 + 0.3^2} \cong 1.044$, lo que confirma lo antes dicho. Desde un punto de vista práctico, no tendría sentido tratar de reducir el ruido del preamplificador por debajo de $1/3$ del ruido del sensor, dado que dicha mejora requeriría enorme esfuerzo.

3. Una de las maneras más efectivas para reducir el ruido de un sistema es restringiendo el ancho de banda al mínimo valor requerido para transmitir sólo el espectro de la señal de interés. Dadas las mejoras continuas en el rendimiento de los dispositivos y su respuesta en frecuencia, cada vez con costos más bajos, el diseñador tiende a seleccionar dispositivos activos con anchos de banda mucho más amplios que el requerido para su aplicación particular. El problema es que tanto la potencia del ruido térmico como la del ruido de disparo son proporcionales al ancho de banda. En consecuencia, una manera eficiente de reducir la potencia del ruido blanco es reducir el ancho de banda al mínimo valor requerido para transmitir la señal de interés. Los amplificadores cuya respuesta en frecuencia es mayor que el espectro de la señal útil, reducen el rendimiento en cuanto a ruido.
4. La mejor estrategia para reducir el ruido en un sistema electrónico es disminuir el nivel de las fuentes de ruido situadas a la entrada (si es posible, reducir el ruido en la fuente de la señal). Además, se debe poner atención sobre la protección de dispositivos sensibles en contra de posibles interferencias, por ejemplo, mediante el blindaje del transductor y su preamplificador.
5. El ruido puede reducirse significativamente mediante el enfriamiento del sistema. Esta es la solución más costosa, la cual se emplea sólo cuando el resto de los métodos ha fallado. Generalmente, dicha falla es debida a la contribución del ruido térmico, el cual establece el nivel de ruido mínimo en cualquier sistema. Después de haber reducido el ancho de banda, la única manera de conseguir mayor reducción de ruido térmico es bajando la temperatura.
6. El tamaño de la parte sensible del sistema debe mantenerse al mínimo para reducir el acoplamiento de ruido. Esto se traduce en colocar el preamplificador tan cerca del sensor como sea posible, y evitar interconexiones (o usar los cables más pequeños posible). Además de facilitar el acoplamiento de ruido, la atenuación del cable provoca una degradación del rendimiento en cuanto a ruido. Como la pérdida depende de la longitud del cable, un cable pequeño es preferible sobre uno largo. Por supuesto, lo óptimo sería no usar cables en lo absoluto. Por otra parte, el preamplificador debe contar con suficiente ganancia y suficiente bajo ruido interno, de tal manera que la contribución de las siguientes etapas sea despreciable.

3.4.2. Rendimiento de los Amplificadores en Relación al Ruido

El factor de ruido de un bipuerto puede predecirse usando (3.8). Dicha ecuación sugiere que el mínimo factor de ruido, denotado por F_o , puede ser obtenido si la admitancia de la fuente se ajusta con la admitancia a la entrada del bipuerto (esto es, $G_s = G_o$ y $B_s = B_o$). Existen dos maneras de lograr esta condición:

- a) Diseñar un amplificador cuyos parámetros G_o y B_o están cerca de igualar a las partes real e imaginaria de la admitancia interna del sensor. Ésta es una aproximación valorable, porque se pueden obtener simultáneamente el mínimo factor de ruido y la máxima SNR.
- b) Si ya se cuenta con el amplificador y la parte real de la admitancia del sensor está lejos del valor óptimo impuesto por el amplificador, el diseñador puede intentar minimizar el factor de ruido mediante la adición de resistores, ya sea en serie o paralelo con el sensor, para modificar su resistencia interna apropiadamente. Aunque el factor de ruido decrece de manera eficiente, la potencia total de ruido aumenta y, en consecuencia, la SNR se reduce.

Se puede usar la definición de North del factor de ruido vista anteriormente (sección 3.2.1):

$$F = \frac{\text{Potencia total de ruido a la salida, debida a } R_S \text{ y al bipuerto}}{\text{Potencia total de ruido debida a } R_S}. \quad (3.11)$$

En esencia, el factor de ruido es un parámetro que simplemente compara el ruido aportado por el bipuerto a aquel producido por la fuente de la señal. Se puede notar que con el incremento progresivo de R_S , la contribución de la fuente en el numerador se vuelve cada vez más significativa, hasta que finalmente el ruido del bipuerto puede ser despreciado. Como consecuencia, el factor de ruido decrece continuamente tendiendo a la unidad y el bipuerto pareciera ser menos ruidoso. Sin embargo, el ruido total del sistema amplificador-fuente incrementa.

Podría pensarse que la acción de agregar resistores en paralelo a la entrada del amplificador para disminuir la resistencia de entrada no afecta su desempeño. Esto no es cierto, porque cualquier resistor insertado entre la fuente y el bipuerto agrega su propio ruido térmico, lo que reduce de forma efectiva la SNR del sistema. Además, el resistor atenúa la señal útil y esto se traduce en una disminución de la SNR aún mayor. A esto se le conoce como la falacia del factor de ruido [66]. Para evitarla, los amplificadores deben ser diseñados para maximizar la SNR, en lugar de minimizar el factor de ruido.

3.4.3. El Modelo de Voltaje y Corriente de Ruido

Hasta ahora se ha hablado de dos cosas: el ruido y la señal de interés. La gran idea es tener un nivel de ruido muy pequeño comparado con la señal, o lo que es lo mismo, tener una gran SNR. Ahora, sucede que la SNR está relacionada a cosas como la figura de ruido, factor de ruido, potencia del ruido, voltaje de ruido (E_n) y a la corriente de ruido (I_n). La aproximación basada en la optimización de la SNR requiere conocer simultáneamente los niveles de ruido y de señal en un punto particular. El mejor sitio, naturalmente, es la entrada del bipuerto, dado que la fuente se conecta ahí y el nivel de señal es conocido. Sucede también que cualquier canal ruidoso o amplificador puede estar completamente descrito (para ruido) en términos de dos generadores de ruido E_n e I_n .

El modelo de ruido E_n e I_n representa la herramienta más apropiada para evaluar la SNR a la entrada, porque refleja todas las fuentes de ruido hacia la entrada. La figura 3.6 muestra este modelo, en el cual E_{ns} denota el ruido térmico de la resistencia en la fuente y A es la ganancia de voltaje del amplificador. Nótese como, usualmente, se supone que E_n e I_n son dos fuentes no correlacionadas de ruido blanco.

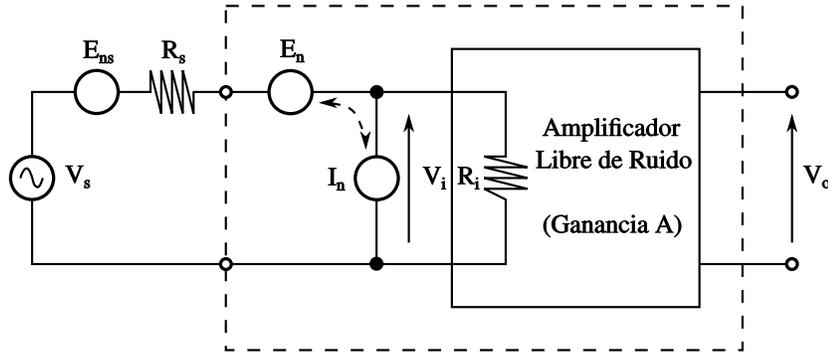


Figura 3.6: Representación de ruido de un amplificador [56].

De acuerdo con [56,62,67], el voltaje de ruido, E_n , conocido como “voltaje de ruido de entrada equivalente de corto circuito”, representa el voltaje de ruido que se espera a la entrada del amplificador libre de ruido cuando estas terminales están en cortocircuito ($R_s = 0$). Su valor depende de la frecuencia y, a una frecuencia especificada, se expresa en unidades de nV/\sqrt{Hz} (o $\mu V/\sqrt{Hz}$, sobre una banda de frecuencia dada). A continuación se describe el procedimiento recomendado para su medición [56, 67]: 1) se cortocircuita la entrada; 2) se mide el voltaje rms de ruido; 3) el resultado de la medición se divide por la ganancia de voltaje, A , para relacionarlo con la entrada, lo cual arroja el voltaje de entrada equivalente (de ahí el término “voltaje de ruido equivalente”); 4) a la salida se coloca un filtro pasa banda de características conocidas, el cual es usado durante las mediciones, y el valor medido se divide por \sqrt{B} , siendo B el ancho de banda del filtro pasa banda. De esta forma se obtiene la densidad espectral de E_n . El nivel de E_n no es constante sobre la banda de frecuencias; usualmente incrementa a bajas frecuencias debido a contribuciones de ruido $1/f$.

La corriente de ruido, I_n , mejor conocida como “corriente de ruido equivalente de circuito abierto”, es el ruido que se espera que aparezca a la entrada del amplificador libre de ruido debido sólo a corrientes de ruido. Esta se expresa en unidades de pA/\sqrt{Hz} a una frecuencia específica, o nA/\sqrt{Hz} , sobre una banda de frecuencias. Con la finalidad de medirla, se conecta un resistor R o un capacitor C entre sus terminales de entrada, de tal manera que la corriente de ruido da lugar a una caída de voltaje ($I_n \times R$ o $I_n \times X_C$). Se mide el voltaje rms de ruido a la salida, luego se refiere a la entrada (dividiendo por la ganancia del amplificador) y la contribución de R_s y E_n es debidamente sustraída. Si se usa un capacitor para realizar esta medición, sólo habrá E_n e $I_n \times X_C$. Finalmente, el resultado se divide por \sqrt{B} , siendo B el ancho de banda del filtro pasa banda, para alcanzar la densidad espectral de I_n en pA/\sqrt{Hz} . Típicamente, I_n incrementa a bajas frecuencias en amplificadores operacionales y transistores bipolares, pero incrementa a altas frecuencias para transistores de efecto de campo [56,67].

Una limitación de este modelo puede ser que está basado en la suposición de que ambas fuentes de ruido no están correlacionadas, lo cual no es del todo cierto. Una correlación debe existir entre E_n e I_n porque ambas engloban los efectos de las mismas fuentes de ruido del amplificador. Sin embargo, en [65] se menciona que los cálculos de ruido de alta precisión no son completamente necesarios, debido a que la dispersión que se presenta en los parámetros durante la etapa de fabricación provoca errores aún mayores y por ello rara vez se tiene la capacidad de determinar un valor preciso para el coeficiente de correlación.

Los valores numéricos de E_n e I_n para una aplicación particular pueden encontrarse mediante alguna de las siguientes maneras:

- Leyendo la hoja de datos provista por el fabricante, éstos pueden estar acompañados con gráficas de E_n e I_n contra frecuencia (este el caso para amplificadores operacionales y transistores de efecto de campo).
- Realizando las mediciones anteriormente sugeridas.
- Empleando un cálculo numérico.

La densidad espectral de ruido para el voltaje de entrada equivalente (despreciando cualquier correlación) está dado por [56]:

$$S(E_{ni}) = 4kTR_s + \overline{E_n^2} + \overline{I_n^2}R_s^2. \quad (3.12)$$

Su valor rms es muy importante en el proceso de diseño porque establece el límite para la mínima señal que puede ser amplificada.

Si el voltaje equivalente de ruido a la entrada es requerido en una cierta banda de frecuencias Δf , se procede a dividir la banda en múltiples secciones (B_i), se calcula el promedio de ruido en cada sección, luego se multiplica por el ancho de banda de la sección, se suman todas las secciones, y finalmente se toma la raíz cuadrada de la suma.

$$E_{ni} = \sqrt{4kTR_s\Delta f + \sum_1^n \left(\overline{E_n^2} + \overline{I_n^2}R_s^2 \right) B_i}. \quad (3.13)$$

Una característica importante del ruido de entrada equivalente es que éste es independiente de la ganancia del amplificador y de su impedancia de entrada. Por ello, este parámetro puede ser atractivo para hacer comparaciones de las características de ruido entre varios amplificadores o dispositivos.

Desde el punto de vista de un diseño práctico, uno se preocupa por la SNR a la salida del sistema. En ese punto es donde la señal se usa para procesar, mostrar, detectar, o manejar una carga. Debido a que se considera a la señal y el ruido en un sistema electrónico que tiene etapas de amplificación, respuesta en frecuencia, etc., generalmente es complicado evaluar los resultados o incluso modificaciones menores en la SNR. Si todo el ruido está referido al puerto de entrada y se considera al amplificador como uno libre de ruido, es más fácil apreciar los efectos de tales cambios en la señal y el ruido. Ambos parámetros E_n e I_n son necesarios para representar adecuadamente un amplificador.

3.4.4. Cálculo de la Relación Señal a Ruido y del Factor de Ruido a Partir de E_n e I_n

A continuación se presenta el cálculo de la SNR y del factor de ruido a partir de E_n e I_n . Las siguientes ecuaciones pueden ser encontradas en las referencias [56, 62, 63, 65].

Relación señal a ruido

En lo sucesivo se usará $(\text{SNR})_i$ para denotar la SNR de entrada expresada en decibelios. Entonces:

$$(\text{SNR})_i = 20 \log \left(\frac{V_s}{E_{ni}} \right) = 10 \log \frac{V_s^2}{(4kTR_s + \overline{E_n^2} + \overline{I_n^2}R_s^2) \Delta f} \quad [\text{dB}]. \quad (3.14)$$

Factor de ruido

Aplicando la definición de Friis del factor de ruido (sección 3.2.2), se obtiene:

$$F = 1 + \frac{\overline{E_n^2} + \overline{I_n^2}R_s^2}{4kTR_s} \quad (3.15)$$

y la correspondiente figura de ruido es:

$$F_{\text{dB}} = 10 \log \left(1 + \frac{\overline{E_n^2} + \overline{I_n^2}R_s^2}{4kTR_s} \right). \quad (3.16)$$

El mínimo factor de ruido se deduce diferenciando la (expresión 3.15) con respecto a la resistencia, R_s , de la fuente:

$$F_{\text{opt}} = 1 + \frac{E_n I_n}{2kT}. \quad (3.17)$$

En este punto, el ruido que aporta el amplificador al ruido térmico de la fuente es el menor posible. La figura de ruido también alcanza su valor mínimo. Esta situación se alcanza cuando se tiene una resistencia óptima en la fuente, la cual está dada por:

$$R_{\text{opt}} = \frac{E_n}{I_n}. \quad (3.18)$$

Cabe señalar que la resistencia R_{opt} no corresponde con la resistencia para la máxima transferencia de potencia, la cual se basa en maximizar la señal. Tampoco existe una relación directa entre R_o y la impedancia de entrada del amplificador, Z_i . Dicha impedancia, Z_i , está fuertemente afectada por condiciones del circuito, tales como la realimentación, aunque el ruido del amplificador no se ve afectado por realimentación, excepto en la medida en la que los resistores de realimentación generan ruido. La resistencia R_o está determinada por los mecanismos de ruido del amplificador y guarda una relación con la máxima SNR.

Por último, usando las ecuaciones (3.15), (3.17) y (3.18), se tiene que:

$$F = 1 + \frac{F_o - 1}{2} \left(\frac{R_s}{R_o} + \frac{R_o}{R_s} \right). \quad (3.19)$$

La propuesta de Faulkner

Según [56], Faulker propuso expresar el ruido del amplificador en términos de dos resistencias ruidosas, R_E en serie con la entrada y R_I en paralelo con la entrada:

$$R_E = \frac{\overline{E_n^2}}{4kT\Delta f} \quad \text{y} \quad R_I = \frac{4kT\Delta f}{\overline{I_n^2}}. \quad (3.20)$$

Entonces la figura de ruido se convierte en:

$$F = 10\log\left(1 + \frac{R_E}{R_s} + \frac{R_s}{R_I}\right). \quad (3.21)$$

Con la aproximación anterior, la resistencia óptima en la fuente está dada por la media geométrica de R_E y R_I . La razón R_I/R_E puede interpretarse como una medida de baja capacidad de bajo ruido por parte del amplificador.

A continuación se enumera una serie de observaciones:

1. Para un amplificador dado, que es alimentado por una fuente, la ecuación (3.15) muestra que la SNR es máxima cuando $R_s = 0$. Conforme esta resistencia aumenta, la SNR disminuye. Para todas las aplicaciones prácticas, R_s tiene un valor fijo; por ello, de nuevo se hace la observación de que cualquier resistor que sea introducido en serie entre la fuente de la señal y el amplificador va a reducir la SNR.
2. Puede observarse también que si cualquier resistor R_p es introducido entre la fuente y el amplificador, entre las terminales de entrada del amplificador, la SNR resultante incrementa conforme $R_p \rightarrow \infty$. Por lo tanto, cualquier resistor insertado en paralelo entre la fuente de la señal y el amplificador reduce la SNR.
3. Desde un punto de vista físico, es claro que cualquier resistor adicional entre la fuente de la señal y el amplificador (ya sea en serie o en paralelo) reducirá la SNR porque atenúa la señal y aporta su propio ruido térmico.
4. El factor de ruido es más práctico para mediciones y cálculos, porque de forma opuesta a la SNR no existe la necesidad de conocer la amplitud de la señal. Además, su expresión conduce al valor óptimo para la resistencia de la fuente de la señal (ecuación 3.18), mientras que para la SNR el valor óptimo es cero. En base a estos argumentos finales, puede decirse que el objetivo principal del diseño de bajo ruido no debe ser el de reducir el factor de ruido, sino el de optimizar la SNR.
5. Una de las formas más antiguas de caracterizar el ruido de un amplificador es mediante la figura de ruido. En general, la figura de ruido por sí misma no puede caracterizar completamente el rendimiento de un amplificador en cuanto a ruido, ni provee bases para realizar predicciones de ruido con una impedancia arbitraria en la fuente. Además, la figura de ruido no aplica con fuentes de señal de corriente o fuentes de señal reactiva, las cuales idealmente no presentan ruido térmico. Por otra parte, en comunicaciones y dispositivos de RF, la figura de ruido se usa ampliamente debido a la conveniencia de acoplamientos óptimos mediante transformador u otras redes de acoplamiento.

Finalmente, considerando al amplificador en configuración inversora mostrado en la figura 3.7, donde R_s denota la resistencia de la fuente de señal y C_s la capacitancia del cable conector, entonces las expresiones para el ruido de salida correspondientes a los diagramas 3.7a y 3.7b, respectivamente, son las siguientes:

$$E_{no} = E_n \left(1 + \frac{Z_f}{R_s / (1 + j\omega R_s C_s)} \right), \quad E_{no} = I_n Z_f \quad (3.22)$$

La conclusión es que la capacitancia C_s del cable (la cual, como para cualquier capacitor, debe estar libre de ruido) contribuye al ruido de salida. Esta contribución es proporcional a la frecuencia de operación, dado que Z_f es puramente resistiva (figura 3.7a).

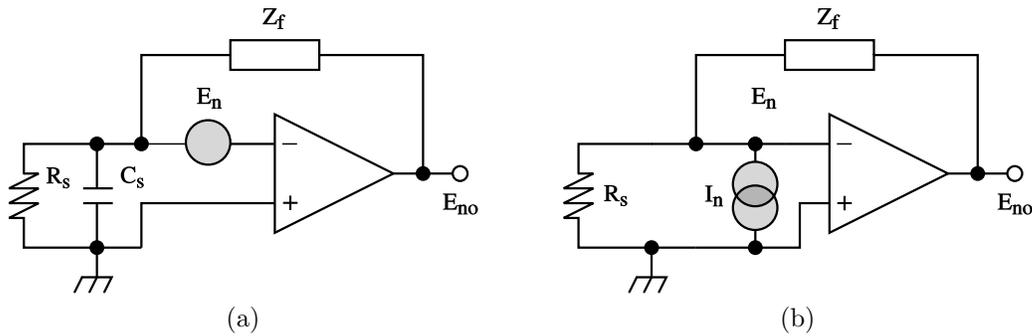


Figura 3.7: Evaluación del ruido de salida en un amplificador en configuración inversora: a) cuando E_n es dominante; b) cuando I_n es dominante [56].

3.4.5. Ruido en Amplificadores Realimentados

En la parte final de la sección anterior se vio que las fuentes de ruido pueden ser reflejadas hacia las terminales de entrada de un amplificador en condiciones de lazo abierto, o dicho de otra manera, en ausencia de realimentación. En esta sección se trata de extender este proceso hacia amplificadores realimentados.

Una de las primeras cosas que se aprende como estudiante es que la realimentación negativa es una forma importante y eficiente de controlar el funcionamiento de un amplificador (estabilidad, ganancia, ancho de banda, impedancias de entrada y salida, e incluso distorsiones no-lineales). Cualquier libro que hable del tema demuestra que todas estas características mejoran por el factor de reducción de la ganancia de lazo cerrado con respecto a la ganancia de lazo abierto, es decir, $1 + \beta A$, donde A es la ganancia de lazo abierto y β corresponde al parámetro de realimentación.

Entonces, puede ser natural preguntarse si lo mismo aplica al ruido. Se puede llegar a pensar que si la realimentación negativa se usa adecuadamente, entonces el nivel de ruido en un circuito o sistema puede ser reducido por el mismo factor $1 + \beta A$. En seguida se presentan argumentos que demuestran que este pensamiento es erróneo, la realimentación no disminuye ni tampoco aumenta el ruido de entrada equivalente, sin embargo, los elementos resistivos adicionales usados en la realimentación aportan su propio ruido.

La figura 3.8 muestra un amplificador que consta de dos etapas de amplificación y una realimentación negativa. En el mismo diagrama se observa que una señal de ruido es inyectada en un punto intermedio. Este ruido puede corresponder a una interferencia externa o ser debido a la fuente de alimentación (por ejemplo, A_2 puede ser una etapa de potencia alimentada por una fuente que presenta gran cantidad de variaciones, mientras que A_1 es alimentada a través de un filtro de alta calidad). Suponiendo que el ruido del amplificador A_1 es despreciable, la SNR para el diagrama de esta figura está dada por [56]:

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{V_s^2}{V_n^2} A_1^2. \quad (3.23)$$

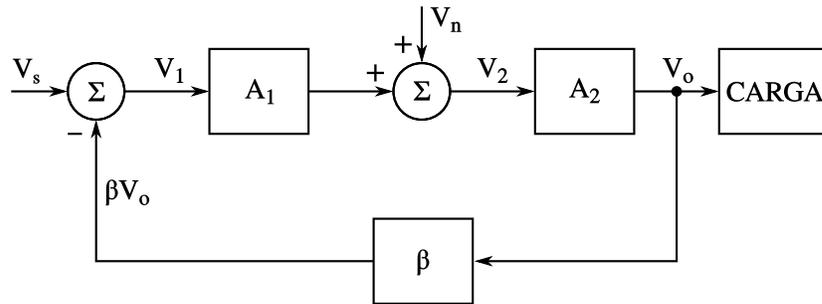


Figura 3.8: Diagrama de bloques de un amplificador con dos etapas de amplificación (A_1 y A_2), realimentación negativa y un voltaje de ruido (V_n) [56].

La figura 3.9 presenta un amplificador en lazo abierto con un bloque de ganancia A_2 y un voltaje V_n que contamina a la señal de entrada V_s . La SNR para esta configuración está dada por:

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{V_s^2}{V_n^2}. \quad (3.24)$$

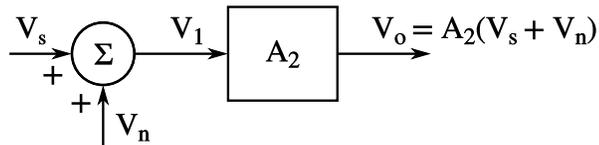


Figura 3.9: Diagrama de bloques de un amplificador sin realimentación [56].

Ahora bien, la SNR predicha por la expresión (3.23) es obviamente A_1^2 mayor que en la ecuación (3.24). Pero debe observarse que esta mejora no se debe a la realimentación (nótese como β no aparece en (3.23)), sino a la inclusión del preamplificador A_1 , el cual constituye la diferencia entre los diagramas de bloques de las figuras 3.8 y 3.9. La acción que realiza el preamplificador A_1 es simplemente la de amplificar la señal antes de que sea contaminada con ruido y, bajo la suposición de que el ruido de este bloque es despreciable, la SNR es mayor. Nótese que si $A_1 = 1$, entonces ambas situaciones son idénticas. Esto pone en evidencia, de nueva cuenta, los beneficios de usar un amplificador de bajo ruido antes de procesar la señal.

Para finalizar, una configuración más general puede ser la que se presenta en la figura 3.10. En ella, las señales V_n representan voltajes de ruido que contaminan a la señal de entrada en varios puntos críticos del sistema. El voltaje de salida V_o está en función de todos los voltajes de entrada y se puede representar a través de la siguiente expresión [63]:

$$V_o = \frac{A_1 A_2}{1 + \beta A_1 A_2} (V_s + V_{n1}) + \frac{A_2}{1 + \beta A_1 A_2} V_{n2} + \frac{1}{1 + \beta A_1 A_2} V_{n3}. \quad (3.25)$$

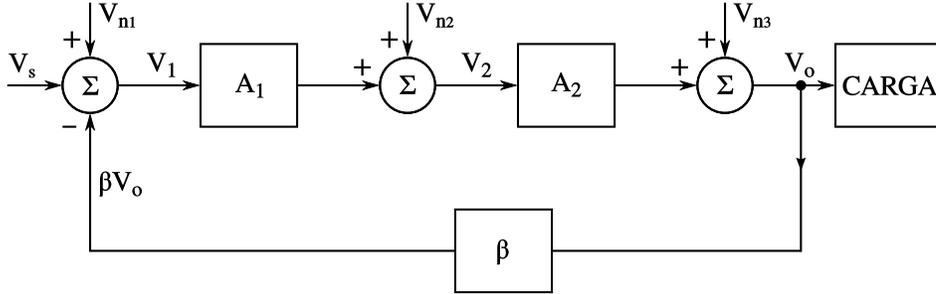


Figura 3.10: Diagrama de bloques de un amplificador de dos etapas, con realimentación negativa y múltiples voltajes de ruido contaminando a la señal de entrada [63].

La figura 3.11 muestra un sistema en lazo abierto, el cual será usado para realizar una comparación y así poder apreciar la influencia de la realimentación negativa. En esta figura aun existen dos bloques de ganancias A_1 y A'_2 . El voltaje de salida para esta configuración está dado por [63]:

$$V'_o = A_1 A'_2 (V_s + V_{n1}) + A'_2 V_{n2} + V_{n3}. \quad (3.26)$$

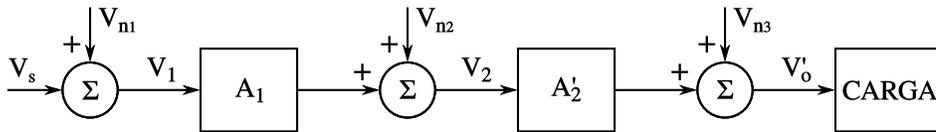


Figura 3.11: Diagrama de bloques de un amplificador de dos etapas sin realimentación usado para determinar los efectos del ruido [63].

Para que la comparación cobre sentido, se debe cumplir que la ganancia de voltaje a partir de V_s debe ser la misma tanto para el lazo abierto como para el lazo cerrado. Esto se logra fijando el valor de la ganancia A'_2 de la siguiente manera [63]:

$$A'_2 = \frac{A_2}{1 + \beta A_1 A_2}. \quad (3.27)$$

Cuando A'_2 toma este valor, entonces la ecuación (3.26) puede escribirse como [63]:

$$V'_o = \frac{A_1 A_2}{1 + \beta A_1 A_2} (V_s + V_{n1}) + \frac{A_1 A_2}{1 + \beta A_1 A_2} V_{n2} + V_{n3}. \quad (3.28)$$

Al comparar (3.28) y (3.25), se observa que la realimentación no tiene efecto sobre el ruido inyectado a la entrada de cualquiera de los dos amplificadores, sin importar si la fuente de ruido se presenta antes o después de los bloques sumadores. El único ruido que es atenuado es el que contamina la salida (V_{n3}). En conclusión, la realimentación negativa actúa favorablemente sólo sobre el ruido que posiblemente se agrega a la salida, por ejemplo, cuando se inserta una carga adicional, con su propio ruido, o cuando la inestabilidad asociada con la fuente de poder de la etapa final es excesiva.

La realimentación no representa una mejora apreciable para aquellos sistemas en los que el ruido sea introducido a la entrada del amplificador o dentro del lazo de realimentación. De hecho, incluir una realimentación puede incrementar el nivel del ruido de salida debido al ruido térmico proveniente de los resistores de realimentación. Por lo tanto, la idea de usar realimentación para mejorar el rendimiento del amplificador no funciona para el ruido.

3.5. Modelo de la Línea de Transmisión con Conductores Múltiples

Como ya se ha mencionado, el objetivo principal de este trabajo es el de diseñar electrónica de bajo ruido. Más adelante se verá que el experimento CONNIE está experimentando problemas de ruido, lo que ha obligado a los investigadores a descartar más de la mitad de los datos adquiridos. Se supone que este ruido está siendo causado por interferencia electromagnética (EMI, por sus siglas en inglés), que se estaría acoplado a través de ciertos cables que comunican al detector con el sistema de lectura. El estudio de esta situación (la cual se explicará con mayor detalle durante el desarrollo del capítulo 5) se basará en la teoría que describe el modelo de la Línea de Transmisión con Conductores Múltiples (MTL, por sus siglas en inglés). Cabe puntualizar que el contenido teórico que a continuación se presenta cubre las necesidades del presente trabajo, estudios más profundos y extensos pueden encontrarse en la literatura [68–72].

Para trabajar con este modelo se consideran ondas electromagnéticas transversales (ondas EMT) como modo de propagación. Lo anterior permitirá el uso de parámetros por-unidad para elaborar una representación del cable, los que son relativamente sencillos de medir o calcular dada la geometría del cable [73]. Si se supone una configuración LTM de longitud infinitesimal, Δz , como la que se muestra en la figura 3.12, entonces el sistema puede ser modelado por el siguiente sistema de ecuaciones diferenciales parciales [73]:

$$\begin{aligned}\frac{\partial}{\partial z}V(z, t) &= -RI(z, t) - L\frac{\partial}{\partial t}I(z, t), \\ \frac{\partial}{\partial z}I(z, t) &= -GV(z, t) - C\frac{\partial}{\partial t}V(z, t),\end{aligned}\tag{3.29}$$

donde $I(z, t)$ y $V(z, t)$ son vectores en cada conductor que representan la corriente y el voltaje, respectivamente, respecto al conductor de referencia, mientras que L , C , R y G son matrices de dimensión $N \times N$ que representan la inductancia, capacitancia,

resistencia y conductancia en la línea por unidad de longitud, respectivamente. Aquí, z denota la posición a lo largo de la línea de transmisión y t al tiempo.

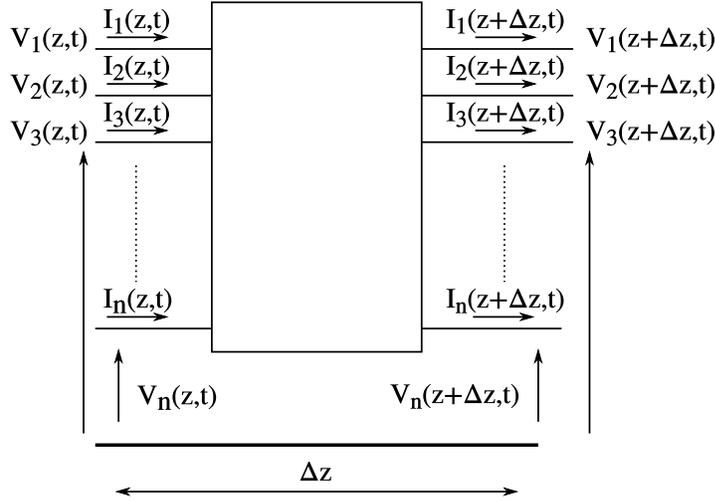


Figura 3.12: Esquema de sistema diferencial para múltiples líneas de transmisión [73].

3.5.1. Impedancia de Transferencia Superficial

El modelo anterior no incluye efectos de acoplamiento en los conductores centrales producidos por corrientes que fluyen a través del blindaje. La figura 3.13 muestra la representación del circuito equivalente para este mecanismo de acoplamiento basado en la teoría LTM para una sección de longitud infinitesimal de la línea. El circuito presentado consiste del sistema interno representando a los conductores centrales del cable blindado tomando como conductor de referencia al escudo trenzado. El sistema externo representa al circuito que el cable forma con el soporte del cable (por ejemplo, un soporte tipo charola). Para el análisis, este último circuito se aproxima a una línea de transmisión, donde el soporte metálico es la referencia del sistema externo y el aislante es el conductor. Las fuentes de voltaje y corriente en cada conductor interno representan la interacción entre los sistemas interno y externo. Z_t y Y_t representan la impedancia de transferencia superficial y la admitancia de transferencia superficial. La magnitud de este último parámetro generalmente es muy pequeña y puede omitirse del análisis. Tanto la impedancia de transferencia superficial como la admitancia de transferencia superficial son parámetros característicos del blindaje (o escudo) del cable [73].

La impedancia de transferencia depende de tres componentes como se puede ver en la siguiente ecuación [73]:

$$Z_t = Z_d(\omega) + j\omega(M_h \pm M_b), \quad (3.30)$$

donde $Z_d(\omega)$ corresponde a la componente de acoplamiento de difusión debida al efecto piel en el escudo, predominante a bajas frecuencias; M_h corresponde a la componente apertura-acoplamiento y se define como el acoplamiento a través de los huecos del escudo, la cual juega un rol importante en el valor de la impedancia de transferencia a

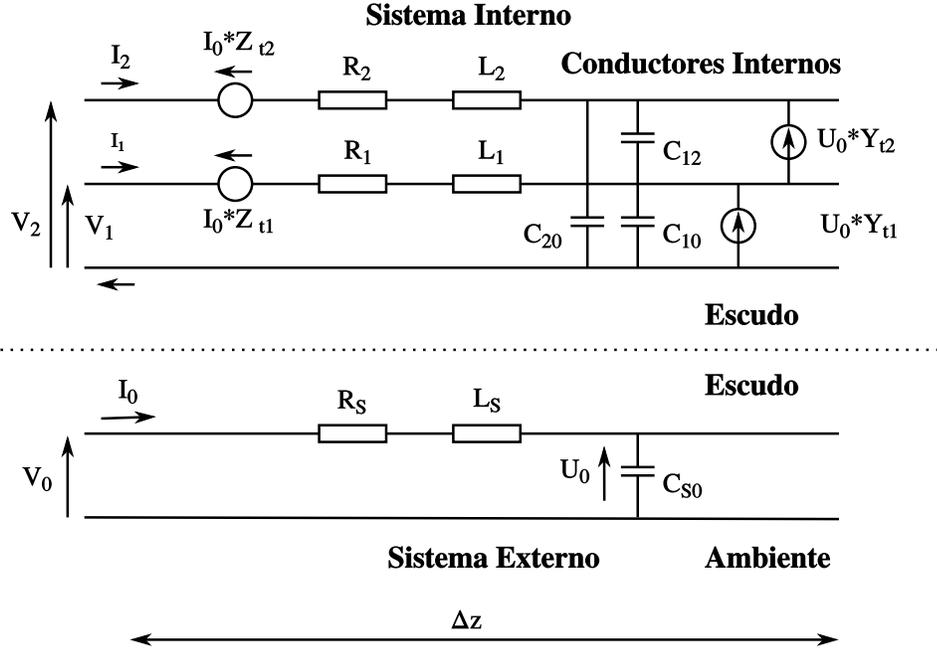


Figura 3.13: Circuito equivalente de conductor aislado compuesto por: conductor interno, aislamiento y medio ambiente [73].

altas frecuencias; M_b se define como el acoplamiento entre las capas interna y externa del escudo.

El modelo matemático definido por la ecuación (3.29) aumenta con $Z_t I_0(z, t)$ y $Y_t U_0(z, t)$ para incluir el efecto de la impedancia y admitancia de transferencia superficiales en los conductores internos, esto es [73]:

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial}{\partial z} V(z, t) &= -RI(z, t) - L \frac{\partial}{\partial t} I(z, t) + Z_t I_0(z, t) \\
 \frac{\partial}{\partial z} I(z, t) &= -GV(z, t) - C \frac{\partial}{\partial t} V(z, t) + Y_t U_0(z, t)
 \end{aligned}
 \tag{3.31}$$

El análisis de este sistema puede realizarse en el dominio de la frecuencia. La solución para todo el sistema de ecuaciones comienza con la solución del sistema externo, calculando el voltaje distribuido $U_0(z, t)$ y la corriente distribuida $I_0(z, t)$ en cada punto z del sistema externo. Estos voltajes y corrientes se usan luego para calcular las magnitudes de los generadores adicionales definidos en la ecuación (3.31). Con base en lo anterior, la solución de la ecuación (3.31) sigue el procedimiento general aplicado para resolver ecuaciones LTM no-homogéneas que incluyen generadores internos e independientes de voltaje y corriente [73].

Página intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 4

CONVERSIÓN ANALÓGICO-DIGITAL

En el segundo capítulo se describieron los principales tipos de ruido intrínseco que limitan el rendimiento de los CCDs. También se dijo que las principales fuentes de ruido se encuentran en el nodo de sensado del detector y son inherentes al proceso de lectura. El problema del ruido de lectura se vuelve importante a bajos niveles de excitación. Aunque los ruidos de lectura en un CCD de grado científico están en el orden de los $2-3 e^-$, esto puede ser insuficiente en áreas como la detección de partículas, donde las observaciones están limitadas por el ruido del detector.

Típicamente, los CCDs han sido leídos usando sistemas de lectura que implementan MDC. Una descripción básica de esta técnica puede ser la siguiente. Para cada pixel se mide la diferencia entre un nivel de referencia y el nivel propio de cada pixel, ambos voltajes que se presentan secuencialmente a la salida del CCD.

Aunque existen varios métodos de lectura de CCDs, todos son equivalentes al MDC en términos de su función de transferencia y del procesamiento de la señal [74]. Entonces, el método de mayor popularidad entre los diseñadores de electrónica dedicada a la adquisición de señales de video provenientes de CCDs. De hecho, el controlador usado para leer los CCDs de DAMIC y CONNIE implementa esta técnica y por ello, será descrita en lo que resta de este capítulo.

4.1. Muestreo Doble Correlacionado

El objetivo principal del MDC es conseguir que el rendimiento de la electrónica que lee al CCD sea el mejor posible, es decir, lograr que el ruido de lectura (medido en unidades de e^- rms) sea lo más bajo que posible. Esta técnica intenta eliminar el ruido kTC y reducir el ruido $1/f$ generados en el nodo de sensado del CCD. El diseño adecuado del MDC es capaz de suprimir por completo el ruido kTC y actuar como filtro para el ruido $1/f$ y ruido blanco.

El circuito del MDC recupera el nivel de cada pixel mediante la sustracción del nivel de offset que lo acompaña. Dicho de otra manera, se digitaliza la porción de video correspondiente a la señal del pixel y, por razones de codificación, se conservan

sólo algunas unidades (digitales) de offset. A continuación se presentan los elementos básicos que componen el circuito que realiza el MDC.

4.1.1. Circuito Eléctrico

La figura 4.1 muestra un circuito básico para implementar el MDC. Este circuito se compone de cinco elementos [49]: (1) preamplificador, (2) postamplificador, (3) sujetador, (4) muestreo y retención y (5) ADC. El preamplificador provee una ganancia de voltaje con bajo ruido. El postamplificador también aporta una ganancia y limita el ancho de banda dado por el polo RC, con una constante de tiempo τ_D . El interruptor del sujetador se cierra y el capacitor sujetador lleva la señal de video al nivel de tierra, con lo cual se establece un nuevo nivel de referencia para cada pixel. Cuando la señal de video llega al nodo de sensado, el interruptor del sujetador se abre, permitiendo que la señal pase hacia el circuito de muestreo y retención. La señal de video se muestrea y retiene después de un período de tiempo específico. Dicho período es importante y se le conoce como “tiempo entre muestras”, t_s . Después de que el nivel de video es retenido, el ADC convierte el voltaje del pixel en un número digital.

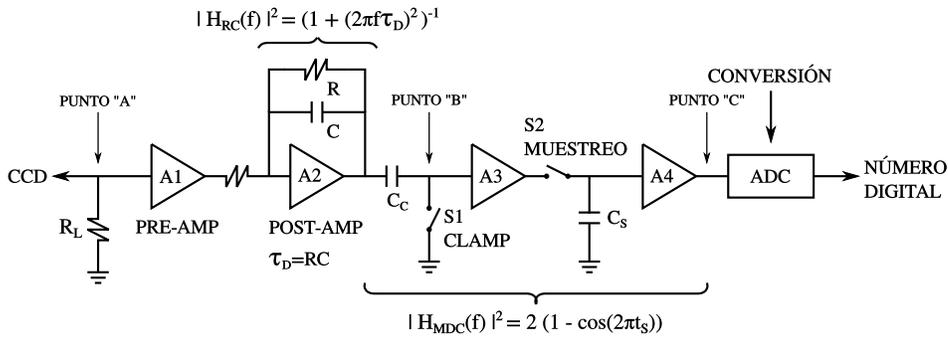


Figura 4.1: Circuito con los elementos básicos del MDC [49].

La figura 4.2 presenta un diagrama de tiempos para la secuencia descrita anteriormente. Seis períodos de tiempo críticos son necesarios para procesar un pixel. (1) reset, (2) referencia, (3) sujetador, (4) vaciado del video (5) muestreo y retención y (6) conversión a número digital. La secuencia de lectura de un pixel inicia cuando el interruptor de reset se lleva al estado lógico de encendido, lo que lleva al nodo de sensado al nivel de un voltaje de referencia. La secuencia puede observarse en la figura 2.1b. Esta acción de reset también provoca un fuerte acoplamiento entre el pulso y la señal de video, lo cual se conoce, en inglés, se conoce como “clock feed-through” (ver el punto A en la figura 4.2). Una alta impedancia aparece en el nodo de sensado (sección 2.1, figura 2.1a) cuando el interruptor se lleva al estado de apagado, con lo que se mantiene constante el nivel de referencia hasta que la carga es vaciada. El interruptor de clamp se abre de nuevo durante este momento, forzando al nivel de referencia a tomar el nivel de tierra (vease el punto B en la figura 4.2). Esta primera muestra reestablece un nivel de referencia preciso y conocido para cada pixel antes de que la señal de video sea vertida, es decir, que el ruido producido por reset es eliminado. El interruptor de clamp también suprime el pulso feed-through producido por el reset, con la intención de no exceder

el rango del circuito. Cuando la señal de video está lista, se muestrea y retiene por el interruptor de muestreo S2 (ver punto C en la figura 4.2). El interruptor de muestreo es encendido antes de que la señal de video sea vertida, lo que permite que el circuito pueda seguir el recorrido de la señal durante los procesos de clamp y liberación. Esto asegura que la forma de onda de la señal siempre comenzará en el mismo nivel de voltaje para cada pixel. Esta sincronización es importante para lograr que el circuito de muestreo y retención, que tiene un ancho de banda finito, presente un buen rendimiento en cuanto a linealidad. Después de que se ha logrado retener el nivel de la señal, el ADC la convierte a un número digital.

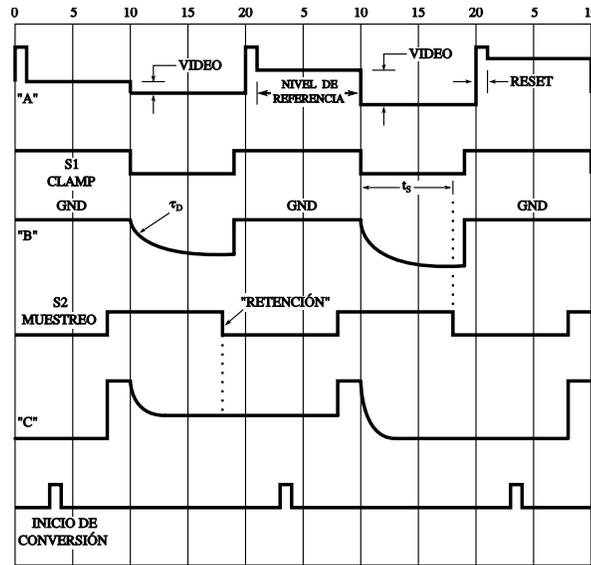


Figura 4.2: Diagrama de tiempos del MDC [49].

El MDC es un procesador que, de una forma básica, puede verse como un filtro pasa banda definido por dos parámetros: τ_D y t_s . El ruido de baja frecuencia es rechazado cuando t_s es pequeño, debido a que el ruido se encuentra correlacionado. La constante de tiempo dominante, τ_D , fija el ancho de banda para rechazar el ruido de alta frecuencia. La frecuencia central del MDC se define mediante ajustes de τ_D y t_s mientras se mantiene una alta ganancia de la señal. La frecuencia central óptima se presenta cuando, para un espectro de ruido dado a la entrada de un CCD, se consigue el ruido más bajo en unidades de e^- rms (ecuación (2.8)). Estos parámetros generalmente se definen de forma experimental [49, 50].

4.1.2. Limitaciones del Muestreo Doble Correlacionado

Según [49], la reducción de ruido depende bastante de los parámetros τ_D y t_s , pero es importante saber que existe un punto a partir del cual la reducción de ruido comienza a ser cada vez menos significativa. Según este mismo autor, una práctica para cumplir con un funcionamiento de bajo ruido y mínimo tiempo de muestreo es suponer que

$t_s = 2\tau_D$, con la cual obtiene la siguiente ecuación:

$$N_{\text{MDC}} = \frac{1.075W_{\text{CCD}}(f)}{S_V A_{\text{CCD}}(t_s)^{1/2}}, \quad (4.1)$$

donde S_V es la sensibilidad del nodo de sentido (V/e^-) y A_{CCD} es la ganancia del amplificador de salida del CCD. Esta ecuación se usa para calcular el ruido de lectura para un sistema de CCD limitado por ruido blanco. Nótese que este ruido de lectura es proporcional a W_{CCD} e inversamente proporcional a S_V y la raíz cuadrada de t_s .

De la expresión anterior se concluye que tanto W_{CCD} como S_V son parámetros relevantes. En la actualidad, la tendencia consiste en desarrollar CCDs cuyos amplificadores de salida tienen sensibilidades tan grandes como sea posible, aunque se sacrifique el rendimiento en cuanto a ruido blanco. La ventaja que conlleva esta práctica es que la sensibilidad es inversamente proporcional al ancho de la compuerta del MOSFET, mientras que el ruido blanco sólo incrementa con la raíz cuadrada de la reducción de tamaño. Aunque esta práctica ha llevado el ruido a niveles de un electrón, también existe un límite en la miniaturización del amplificador de salida, el cual está relacionado con las capacitancias internas del nodo.

La ecuación (4.1) puede usarse para calcular el ruido de lectura sólo cuando la frecuencia de corte del ruido $1/f$ se encuentra muy por debajo de $1/4t_s$. Cuando el ruido $1/f$ se vuelve importante, se debe aplicar una ecuación diferente. Esta ecuación referida al nodo de sentido es [49]

$$N_{\text{MDC}}(e^-) = \frac{1}{S_V A_{\text{CCD}}[1 - \exp(-t_s/\tau_D)]} \left[\int_0^\infty |N_{\text{MDC}}(f)|^2 df \right]^{1/2} \quad (4.2)$$

donde $|N_{\text{MDC}}(f)|^2$ representa el cuadrado de la magnitud del ruido presente a la salida del post-amplificador, expresado en términos de la frecuencia. La integral debe ser calculada de forma numérica debido a que dentro de $N_{\text{MDC}}(f)$ existe el término $1/f$.

En la ecuación (4.2) se ve reflejado que el ruido decrece con la raíz cuadrada de t_s , pero esto sólo sucede hasta que se alcanza la frecuencia de corte del ruido $1/f$ y, a partir de este punto, se pierde la correlación en el ruido. Entonces, lo que se gana en la reducción de ruido blanco se cancela exactamente con el ruido $1/f$ muestreado, lo que causa que el ruido se estabilice.

Cuando se busca la forma que presenta el ruido, $e_n(f)$, debe tomarse en cuenta que existen dos regiones diferentes. Para las altas frecuencias se tiene que el ruido tiene características de ruido blanco, mientras que para las bajas frecuencias se encuentra que $e_n(f)$ tiene componente $1/f$, lo que significa que el ruido tiene características de ruido fractal o rosado. De acuerdo con [74], cuando la densidad espectral del ruido es constante, e_{no}^2 , una buena aproximación para el ruido total es dada por

$$e_{\text{nt}} = 2e_{\text{no}}\sqrt{f_c}, \quad (4.3)$$

donde f_c corresponde a la razón del MDC o, dicho de otra forma, representa la velocidad a la cual son leídos los pixeles. Por otro lado, en el caso de ruido con la forma e_{n1}/f , el ruido total se puede representar como

$$e_{\text{nt}} = 2e_{\text{n1}}\sqrt{\ln(3)} \approx 2e_{\text{n1}}. \quad (4.4)$$

Las dos ecuaciones anteriores sirven para reafirmar lo que se ha venido diciendo acerca de que, la reducción de f_c o velocidad de los pixeles, contribuye a la disminución del ruido. Pero a bajas frecuencias, el ruido de lectura tiende a ser constante, lo que significa que reducir los tiempos de lectura deja de tener impacto sobre la reducción del ruido. Generalmente, los fabricantes de CCDs proveen hojas de especificaciones en las cuales se presentan ruidos de lectura que serían posibles de alcanzar mediante la implementación de un sistema de MDC “perfecto” y a una frecuencia de lectura dada, esto es, sin ningún tipo de ruido, distorsión, ganancia u offset introducido por el MDC. Una vez más, esto impone una barrera física (piso de ruido) para el MDC que no puede ser superada sin importar la calidad de la electrónica usada, y es intrínseca a esta técnica de lectura. El valor de ruido mínimo alcanzable está vinculado a la frecuencia de corte del ruido $1/f$. Usando CCDs del sistema de cámara DECam, se ha determinado que estos tiempos están entre los 20 y 25 μs [50].

4.1.3. Muestreo Doble Correlacionado Digital

Al parecer, el desarrollo de técnicas de lectura de bajo ruido estuvo inactivo por décadas, hasta que Gach et al. [74] propusieron un nuevo esquema para realizar un Muestreo Doble Correlacionado Digital (MDCD). En dicho esquema, la mayoría del circuito analógico se reemplaza por un ADC apto para sobremuestreo y un filtro digital. Esto ha sido posible gracias al desarrollo de convertidores de alta velocidad y alta resolución. En la actualidad, el MDCD es cada vez más usado en sistemas de cámaras CCD de alto rendimiento, desplazando a las técnicas analógicas tradicionales.

Entre las ventajas del MDCD se encuentran las siguientes [75]: 1) Flexibilidad de configuración para trabajar a diferentes tasas de lectura sin tener que cambiar componentes, mientras se mantiene el rendimiento del CCD en cuanto a niveles de ruido. 2) Capacidad de suprimir algunas fuentes de ruido tanto intrínseco como extrínseco mediante el uso de técnicas de procesamiento digital de señales como puede ser el “blanqueamiento” de porciones seleccionadas a partir de la señal de interés. 3) Permite implementar cualquier tipo de filtro, lo que incrementa la complejidad del diseño comparado con el de alguna otra técnica analógica. 4) Es posible emplear sofisticadas técnicas de procesamiento digital de señales con la finalidad de suprimir el ruido $1/f$.

Diversos autores han presentado análisis donde estudian los efectos que determinados tipos de filtros digitales tienen sobre el ruido de muestreo. Por ejemplo, en [74] se sugiere que el desempeño de filtros ponderados es mejor que el de aquellos basados en promedios; sin embargo, sus resultados son experimentales, obtenidos para un CCD particular, válidos para un montaje específico y sin soporte analítico. En [76] se retoma este trabajo usando una configuración diferente para el experimento a fin de probar diferentes filtros ponderados; en este caso, los resultados señalan que los filtros de promedio tienen un mejor desempeño. El mismo autor presenta una expresión aproximada para calcular el ruido en un sistema de MDCD, aunque esta sólo es válida para un filtro de promedio particular. El conflicto entre ambos resultados no podía ser explicado por la teoría. Un primer intento de realizar un estudio analítico de filtros ponderados se encuentra en [77], donde se analiza el diseño de filtros digitales para la reducción del ruido bajo condiciones ideales en la señal de video. Los mismos autores dan continuidad a su

trabajo en [54], con un análisis teórico más profundo de sistemas de MDCD genéricos.

4.2. Sobremuestreo

Al proceso de tomar muestras de una señal usando una frecuencia de muestreo que supera la tasa de Nyquist, se le conoce comunmente como sobremuestreo. Los sistemas de adquisición de datos de alto rendimiento que se usan en la industria, instrumentación y equipo médico requieren rangos dinámicos amplios y alta precisión. El rango dinámico de un ADC puede aumentar si se usa un preamplificador de ganancia programable o manejando múltiples ADCs en paralelo, usando una etapa de post-procesamiento para promediar el resultado. Sin embargo, estos métodos pueden resultar poco prácticos debido a que la demanda de recursos en cuanto a potencia, costo y espacio es alta. El sobremuestreo permite que un ADC alcance un alto rango dinámico a bajo costo, mientras relaja otros aspectos del diseño en cuanto espacio, potencia y disipación térmica.

A continuación se describen de manera breve, dos aplicaciones del sobremuestreo [59,60]: aumento de la SNR y mayor facilidad en el diseño de filtros anti-aliasing.

4.2.1. Aumento de la SNR

En la sección (2.2.2) se demostró que la potencia del ruido de cuantización (uniforme) está dada por la ecuación $p_{rc} = \sigma_c^2 = \Delta^2/12$. El ruido de cuantización ocupa todo el ancho de banda y después del proceso de muestreo toda su potencia se encontrará distribuida sobre un período de la frecuencia, siendo este período igual a $1/f_s$. Si se supone un espectro plano para el ruido de cuantización, entonces su Densidad Espectral de Potencia (DEP) estará dada por [59]:

$$G_c(f) = \frac{\Delta^2/12}{f_s}. \quad (4.5)$$

Ahora, si el período de muestreo aumenta a $f_{s2} = 2f_s$, entonces el espectro de potencia del ruido tendrá este otro período, la potencia del ruido (la cual no ha cambiado) estará distribuida sobre $2f_s$ en lugar de f_s , y su nueva DEP estará dada por [59]:

$$G_{c2}(f) = \frac{\Delta^2/12}{f_{s2}} = \frac{\Delta^2/12}{2f_s} = \frac{1}{2}G_c(f). \quad (4.6)$$

Si este ruido pasa por un filtro cuya banda de paso está definida en el intervalo $(-f_s/2, f_s/2)$, la potencia del ruido de salida será [59]:

$$P_{n2} = \int_{-f_s/2}^{f_s/2} G_{c2}(f) df = \frac{1}{2} \int_{-f_s/2}^{f_s/2} G_c(f) df = \frac{1}{2}P_n. \quad (4.7)$$

Lo anterior muestra que la potencia del ruido de cuantización se reduce a la mitad como efecto de muestrear al doble de la velocidad y luego filtrar. Una razón o Taza de Sobremuestreo (TSM) R , acompañada por un filtro pasa bajas reducirá la potencia del ruido de cuantización por R , y mejorará la SNR por R .

Por otra parte, se presenta la relación señal a ruido de cuantización teórica para un convertidor A/D ideal de N bits [60]:

$$\text{SNR}_c = 6.02N + 1.76 \quad [\text{dB}]. \quad (4.8)$$

Es importante enfatizar que el ruido de cuantización rms se mide sobre todo el ancho de banda de Nyquist, es decir, desde DC hasta $f_s/2$. En algunas aplicaciones sucede que la señal de interés ocupa un ancho de banda (BW) menor que el de Nyquist. Si alguna técnica de filtrado digital es empleada para filtrar componentes de ruido fuera del ancho de banda BW, entonces un término adicional debe incluirse en la ecuación anterior para tomar en cuenta el incremento de la SNR:

$$\text{SNR} = 6.02N + 1.76 + 10 \log \frac{f_s}{2 \cdot \text{BW}} \quad [\text{dB}]. \quad (4.9)$$

A este término se le conoce como *ganancia del proceso*. Lo anterior lo podemos visualizar a través de la figura 4.3.

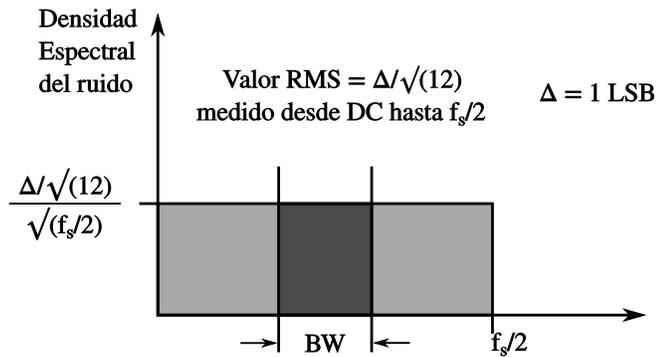


Figura 4.3: Espectro del ruido de cuantización en un ADC de N bits [60].

Por último, la tasa de sobremuestreo corresponde a la tasa de muestreo dividida por la velocidad de Nyquist. El rango dinámico (DR, por sus siglas en inglés) también va a sufrir un aumento como efecto del sobremuestreo, el cual es dado por:

$$\Delta \text{DR} = 3 \log_2(\text{TSM}) \quad [\text{dB}]. \quad (4.10)$$

Este aumento se puede ver reflejado en un número efectivo de bits (ENOB, por sus siglas en inglés) si se tiene en cuenta que cada bit de resolución equivale a 6 dBFS (decibeles relativos a la escala digital completa). Otra expresión que se usa para calcular el ENOB es la siguiente [60]:

$$\text{ENOB} = \frac{\text{SINAD} - 1.76}{6.02} \quad (4.11)$$

donde SINAD es (relación señal a ruido y distorsión o, en inglés, Signal to Noise And Distortion ratio) la razón de la amplitud rms de la señal respecto al valor medio de la raíz cuadrada de la suma de las componentes espectrales elevadas al cuadrado, incluyendo armónicos y excluyendo el valor de DC. El valor SINAD es un buen indicador del rendimiento dinámico de un ADC como función de una frecuencia de entrada ya que incluye todas las componentes que conforman el ruido (incluyendo ruido térmico) y distorsión. En ocasiones se sustituye el valor SINAD en la ecuación (4.11) por la expresión de la ecuación (4.8).

4.2.2. Facilitar el diseño de filtros anti-aliasing

Para mostrar esta aplicación, en [59] se presenta el ejemplo del los CD de audio (en inglés Compac Disc). El espectro audible se extiende hasta los 20 kHz. De este último hecho se desprende que es necesaria una frecuencia de muestreo de al menos 40 kHz. Los sistemas de CD usan una frecuencia de 44.1 kHz y 16 bits de cuantización. La banda de corte para tal sistema se extiende desde los 20 kHz hasta los 20.05 kHz, y dentro de esta banda el filtro debe producir una caída de 80 dB para prevenir aliasing. Bajo estas condiciones, se necesita un filtro analógico Butterworth de orden 50 con frecuencia de corte en los 20 kHz. Un filtro como este resulta altamente impráctico no sólo por los problemas de espacio, sino porque es difícil realizar filtros de altos órdenes dado que estos son más vulnerables a los errores debidos a las tolerancias de los componentes con los que se construyen.

El mismo autor nos dice que la solución a este problema consiste en incrementar la tasa de muestreo a $4f_s = 176.4$ kHz. Ahora, para prevenir aliasing, será necesaria una caída de 80 dB entre los 88.2 kHz y los 20 kHz. Esto relaja las condiciones del filtro a un Butterworth de 5to orden con una frecuencia de corte en los 20 kHz, lo cual representa un reducción importante en cuanto a componentes analógicos. Después del filtro anti-aliasing se aplica también un filtro digital para lograr una frecuencia de corte bastante marcada. Con posterioridad al proceso de filtrado, se aplica decimación, la cual es necesaria para reducir los requerimientos de almacenamiento sin sufrir pérdidas de información.

Hasta ahora se han mencionado algunos parámetros de rendimiento de un ADC tales como: el ruido de cuantización y la SNR. Para conocer de manera precisa el rendimiento de un convertidor A/D hacen falta más parámetros. Los conjuntos de parámetros necesarios para entender el funcionamiento de los ADC y sus respectivas definiciones pueden consultarse en la literatura [59–61, 78, 79] o en las hojas de especificaciones. En ocasiones se pueden encontrar definiciones diferentes para un mismo parámetro, debido a que cada fabricante escribe su propia definición.

4.3. Arquitecturas de Convertidores A/D

A continuación se aborda el tema de las arquitecturas existentes para convertidores A/D, poniendo una mayor atención en la configuración conocida como Registro de Aproximaciones Sucesivas (SAR, por sus siglas en inglés).

Los diseñadores de un sistema deben tomar decisiones respecto a los componentes que se incluirán en el diseño. Estas decisiones se basan en los requerimientos que se deben tomar en cuenta para cumplir con la aplicación final. Tales requerimientos pueden ser de rendimiento, potencia, tamaño y costo. En cuanto a la conversión A/D, los diseñadores deben seleccionar un tipo de arquitectura y una topología para el convertidor e incorporarla en la cadena de procesamiento de la señal, haciendo uso ya sea de componentes discretos o integrados disponibles en el mercado.

4.3.1. Arquitectura Registro de Aproximaciones Sucesivas

El ADC del tipo SAR es la arquitectura más popular para aplicaciones de adquisición de datos, especialmente cuando se requiere multiplexar canales. La figura 4.4 muestra la arquitectura básica de un ADC de este tipo. Esta consiste de un bloque de muestreo y retención (mencionado en la literatura como bloque SHA), un comparador, un convertidor digital-analógico (DAC por sus siglas en inglés) y del registro de aproximaciones sucesivas. La conversión inicia con un flanco de la señal nombrada como “Inicio de conversión”. El flanco inicia una etapa de muestreo de la entrada analógica, seguida de un ciclo durante el cual se compara el bit correspondiente (una comparación sucede cada flanco de reloj) y se ajusta la salida del DAC mediante la lógica de control hasta que su salida se acerca lo suficiente a la señal analógica en la entrada [78, 80, 81].

Un convertido A/D tipo SAR implementa un algoritmo de búsqueda binario. El registro de aproximaciones sucesivas fija la salida del DAC a la mitad del voltaje de referencia V_{REF} al inicio del ciclo de comparaciones. Durante el ciclo de bits, el comparador realiza la comparación del voltaje analógico de entrada con $V_{REF}/2$ con la intención de determinar el bit más significativo (MSB por sus siglas en inglés). La salida del comparador se guarda en la lógica de control. Simultáneamente, el controlador genera el siguiente bit de aproximación. El DAC genera el valor correspondiente a partir de V_{REF} y el comparador lo compara con el voltaje de entrada para determinar el valor del bit MSB-1. El ciclo se repite hasta que el valor de todos los bits hasta la cifra menos significativa (LSB por sus siglas en inglés) se determinan. Entonces, un convertidor de N bits requiere N ciclos de reloj proveídos por un reloj externo e independiente para realizar una única conversión. El proceso interno de conversión dentro de un ADC SAR moderno se controla mediante un reloj de alta frecuencia (interno o externo, según el ADC) que no necesita sincronizarse con la señal de inicio de conversión [80–82].

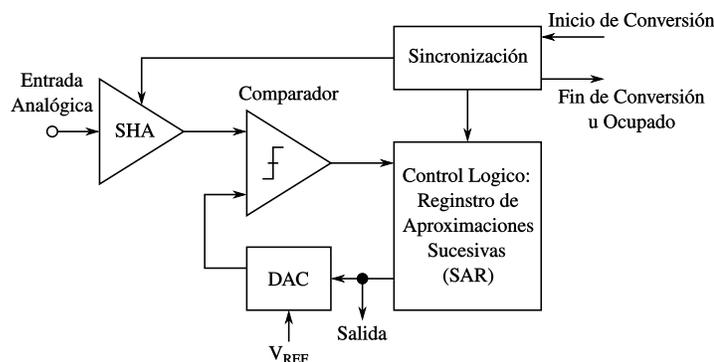


Figura 4.4: Arquitectura básica de un convertidor SAR [81].

Arquitectura Sigma-Delta

Los ADC del tipo $\Sigma - \Delta$ modernos han reemplazado a aquellos del tipo integrador (doble rampa, triple rampa, rampa cuadruple, etc.) para aplicaciones que requieren alta resolución además de tasas de muestreo efectivas. La figura 4.5 muestra la arquitectura básica de un ADC $\Sigma - \Delta$, el cual hace un muestreo continuo de la señal analógica

de entrada a la frecuencia de sobremuestreo Kf_s del modulador, y cuya conversión de salida corresponde al promedio ponderado de una serie de muestras tomadas a Kf_s . Los convertidores ADC $\Sigma - \Delta$ de mayor resolución presentan mayores tiempos de conversión debido a que requieren 2^N muestras para completar una única conversión [80, 81].

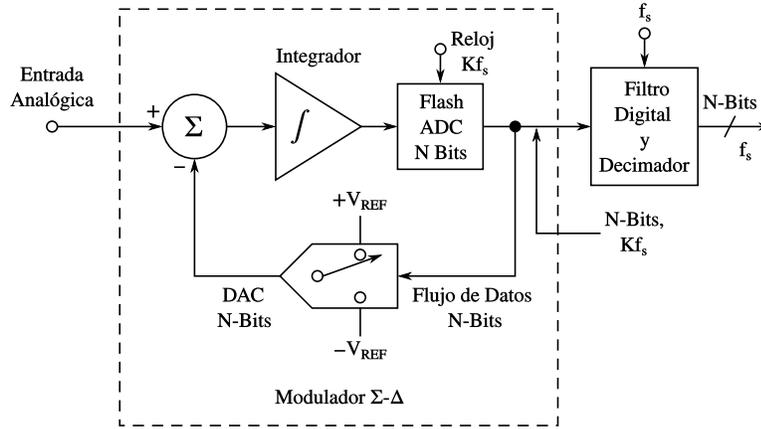


Figura 4.5: Arquitectura básica de un convertidor sigma-delta [81].

4.3.2. Comparación entre arquitecturas

El ruido interno del comparador y la linealidad del DAC determinan la precisión de la conversión en el convertidor tipo SAR, mientras que el tiempo de conmutación del integrador en modulador determina la precisión del convertidor $\Sigma - \Delta$. Uno de los retos con un convertidor SAR es que el preamplificador debe ser capaz de manejar corrientes transitorias que son inyectadas a la entrada del ADC durante el período de adquisición presentes entre el final de una conversión y el inicio de la siguiente.

El ancho de banda de un ADC SAR (decenas de MHz) es mayor que la frecuencia de muestreo. El ancho de banda de la señal de entrada se encuentra típicamente en el orden de las decenas o cientos de kHz, de tal manera que se requiere de filtros anti-aliasing para suprimir las señales de aliasing que se reflejan hacia el ancho de banda de interés. En el caso de un ADC $\Sigma - \Delta$, el ancho de banda de la señal de entrada es usualmente desde DC hasta algunos kHz, y el ancho de banda del filtro digital es menor que la frecuencia de muestreo del modulador, de tal manera que se relajan los requerimientos en cuanto a anti-aliasing. El filtro digital remueve el ruido que se encuentra fuera del ancho de banda de interés y luego el decimador reduce la tasa de los datos de salida hasta la tasa de Nyquist.

Según [81], los ADC SAR son populares en muchas aplicaciones debido a características tales como: bajo consumo de potencia, fáciles de usar, empaquetados pequeños y su bajo nivel de latencia que simplifica los sistemas en los que se requiere multiplexar canales. Por otra parte, los ADC $\Sigma - \Delta$ son populares en la industria y aplicaciones de audio debido a su rechazo de ruido externo a la banda de interés y su habilidad para rechazar el ruido $1/f$ cercano a la banda DC-(50Hz/60Hz) cuando se implementan técnicas de recorte. En este caso, se sacrifica la alta resolución por la frecuencia de muestreo del ADC.

Un ADC SAR es asíncrono, lo que permite implementar lazos de control veloces, con niveles de latencia o retrasos relacionados con la conversión cercanos a cero, además de que poseen respuestas rápidas al medir entradas cercanas a la escala completa. Estas características también lo hacen popular para aplicaciones donde, una vez más, se hace necesario multiplexar canales. Por otro lado, la arquitectura $\Sigma - \Delta$ es monótona por convención (lo que significa que puede realizar la conversión en cualquier momento) e implementa un modulador integrado para sobremuestreo y un filtro de decimación digital que requiere de un reloj global interno o externo para sincronizar todos los bloques internos. Estas características resultan en una latencia diferente de cero o retrasos. Haciendo a un lado el tema de la latencia (retrazo de grupo) del filtro digital, los ADC $\Sigma - \Delta$ resultan populares para multiplexar canales que adquieren señales con pequeños cambios de voltaje con bajas tasas de muestreo. Lo anterior se debe principalmente a su rendimiento en cuanto a resolución, precisión, ruido y rango dinámico, mientras que un convertidor SAR usualmente requiere filtros pasa bajas o acondicionamiento en cada canal, lo que añade complejidad en términos de espacio y costo.

El mayor rendimiento de algunos convertidores tipo SAR permiten que múltiples canales sean multiplexados a altas velocidades para cumplir con el proceso de digitalización, por lo cual se requiere de un menor número de ADCs, ahorrando área de PCB y costo. La tasa de datos de salida a la que un convertidor $\Sigma - \Delta$ puede multiplexar se ve limitada por el tiempo que impone el tipo de filtro digital implementado. El usuario debe esperar todo este tiempo para que se alcance una conversión válida y luego poder cambiar al siguiente canal. Algunos ADC $\Sigma - \Delta$ enmascaran los resultados del filtro digital interno y transmiten los resultados estables dentro de la primera conversión o antes de iniciar un nuevo ciclo de conversión. La tasa de datos de salida para estos ADCs siempre es menor que su tiempo de latencia.

Página intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 5

NUEVO MÓDULO DE LECTURA Y PROPUESTA PARA ESTUDIO DE EMC

Los experimentos DAMIC y CONNIE, dedicados a la detección de partículas, han sido mencionados desde el primer capítulo de esta tesis. DAMIC busca realizar la detección directa de partículas de materia oscura, mientras que CONNIE estudia la interacción de los neutrinos de bajas energías. Aunque cada uno de estos experimentos busca partículas diferentes, se espera que sus interacciones con el detector sean similares. Esta característica hace posible que tanto la disposición como la configuración de los detectores usados en ambos experimentos sea prácticamente la misma, lo que incluye a su SAD. Ambos experimentos usan el sistema conocido como Monsoon para controlar los CCDs y adquirir las señales de video que estos generan.

La capacidad para detectar partículas depende, entre otras cosas, de la cantidad de material sensible en el detector. Por ello, las colaboraciones se esfuerzan para construir detectores cada vez más grandes o agregar mayor cantidad de material sensible siempre que tienen la posibilidad de actualizar sus experimentos. Cualquier cambio en un detector puede involucrar también cambios o ajustes en la configuración del experimento, el equipo de medición, el espacio, etc. En este sentido, DAMIC y CONNIE no son diferentes a otros experimentos de detección de partículas ya que también incrementan la cantidad de material sensible en sus detectores siempre que tienen la oportunidad de hacerlo. Para estos dos experimentos en particular, el material sensible de sus detectores lo aporta el silicio presente en los capacitores MOS que conforman los pixeles de un CCD. Entonces, hablar de volver más grande a estos detectores se traduce en aumentar el número de CCDs o usar CCDs de mayor masa.

Desde su puesta en marcha, tanto DAMIC como CONNIE han sufrido actualizaciones durante las cuales ha aumentado el número de CCDs en sus detectores. Hasta el momento, la capacidad de control del sistema Monsoon ha sido suficiente para soportar estos aumentos pero no seguirá siendo así en el futuro. Esta situación ha obligado a los ingenieros a plantearse el diseño de un nuevo SAD que sea capaz de cumplir la tarea de controlar y adquirir las señales de video generadas por un número aproximado de 100 CCDs.

El objetivo de este capítulo es el de presentar el diseño de una electrónica que cumpla con la tarea de adquirir la señal de video suministrada por un CCD de calidad científica, lo que quiere decir que el diseño aborda sólo las problemáticas relacionadas con la adquisición, el acondicionamiento y la digitalización de la señal de video. Aunque la meta final es lograr el control y la correcta adquisición de las señales provenientes de un número parecido a 100 CCDs, al inicio de este párrafo se menciona el diseño para un solo CCD. Esto tiene dos motivaciones: 1) se piensa que una parte importante de los problemas de diseño pueden resolverse diseñando para un CCD y 2) implica menor tiempo de diseño y construcción del sistema. La segunda motivación es la más fuerte, ya que detrás de DAMIC y CONNIE están dos colaboraciones internacionales y a los ingenieros a cargo del proyecto les interesa producir un sistema pequeño que esté disponible para ser usado en cada uno de los laboratorios que conforman estas colaboraciones. De tal manera que se espera que los resultados de este trabajo puedan después ser aplicados en el diseño de un sistema de mayores capacidades.

5.1. Breve Descripción del Sistema Monsoon

Para aprovechar al máximo el rendimiento de estos CCDs, la electrónica de lectura en el SAD debe ser de muy bajo ruido, a la vez que lo suficientemente robusta y flexible para leer algunas o varias decenas de detectores por experimento. Requerimientos de este tipo fueron primero enfrentados y resueltos en los observatorios astronómicos, donde típicamente se implementan arreglos de CCDs para conformar el plano focal de los telescopios. A lo largo de los años se han descrito, modificado y aplicado versiones diferentes de controladores para estos instrumentos [83]. En este contexto, hace más de diez años en el Observatorio Nacional de Astronomía Óptica (NOAO por sus siglas en inglés), Estados Unidos, se impulsó el desarrollo del SAD llamado Monsoon .

Hasta la fecha existen tres versiones del sistema Monsoon: Monsoon Orange, Monsoon segunda versión y Monsoon tercera versión. Este SAD consiste básicamente de tres tarjetas: una Tarjeta Maestra de Control (TMC), una Tarjeta de Adquisición de Datos (TAD) y una Tarjeta para Generación de señales de Reloj y voltajes de polarización (TGR). La segunda y tercera versión basan su diseño en la versión Orange, pero presentan modificaciones que les permiten dar solución a problemas específicos. Así por ejemplo, la segunda versión surgió de la necesidad de controlar 62 CCDs, que conforman el plano focal de la Cámara de Energía Oscura (DECAM por sus siglas en inglés) [48, 84]. Esta segunda versión es capaz de controlar poco más de 20 CCDs (utilizando un sub-módulo para 18 CCDs y otro para 9) por lo cual, para controlar los 62 dispositivos, se utilizan tres SAD (cada uno conformado por dos de estos sub-módulos).

Los CCDs utilizados actualmente en DAMIC y CONNIE son arreglos bidimensionales de 8 ó 16 Mpixeles y la próxima generación consistirá en arreglos de 36 Mpixeles. Cada uno de los dispositivos presenta cuatro nodos de lectura, pero en DAMIC y CONNIE se utilizan sólo dos debido a que no se requieren lecturas rápidas. Los puntos importantes relacionados con estos nodos de lectura y la señal de video que genera un CCD se encuentran descritos en la sección 2.1.

La técnica que se implementa en el SAD actual para la adquisición de la señal de

video es la del muestreo doble correlacionado (sección 4.1). La figura 5.1 muestra un diagrama simplificado de esta sección de lectura y su diagrama esquemático detallado se presenta en el Apéndice A. En ambos diagramas se pueden identificar las siguientes etapas: pre-amplificación, con ganancia igual a $G=3$; post-amplificación, con una ganancia $G=1$ o $G=2$; la sección de inversión, con $G=1$, o no-inversión, con $G=-1$; integración analógica; una etapa adicional de ganancia $G=2$, en la cual también se agrega un offset; el preamplificador diferencial para el ADC; finalmente, el propio ADC. Toda esta configuración se repite 12 veces en la TAD del Monsoon, lo que quiere decir que cada TAD cuenta con 12 canales de adquisición que se multiplexan para leer las señales procedentes de los 18 ó 9 CCDs, según sea el caso del sub-módulo.

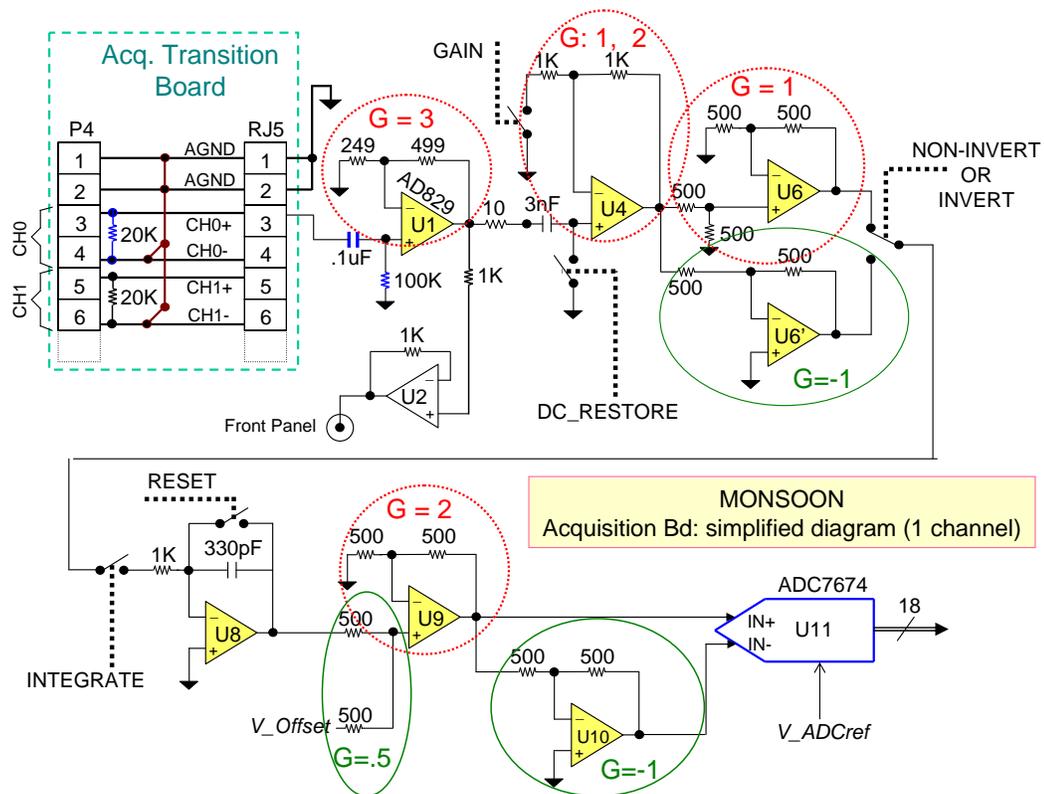


Figura 5.1: Diagrama simplificado de un canal de adquisición de video del sistema Monsoon [85].

5.2. La Idea del Diseño

Al inicio de este capítulo se presentaron razones que motivan el diseño de un nuevo SAD que sea capaz de adquirir correctamente las señales de video generadas por un número del orden de 100 CCDs. También se mencionaron los motivos por los cuales a

continuación se habla del diseño de la electrónica de adquisición para sólo un 1 CCD. Lo que sigue es el diseño de la sección de lectura para este último sistema.

En principio, se puede considerar la idea de conservar ciertas secciones del sistema Monsson que aun podrían resultar útiles. Pero en el caso de la sección de adquisición de la señal de video dicha metodología será evitada. Las razones más importantes para proceder de esta manera están dadas por las limitaciones del MDC, las cuales han sido mencionadas en la sección 4.1.2. Entonces, la primera aproximación de diseño consiste en sustituir la electrónica que permite el uso del MDC analógico por una electrónica que sea idónea para realizar un muestreo de tipo digital; esto con base en lo presentado en la sección 4.1.3. El precio que se debe pagar por realizar este cambio recae principalmente sobre las velocidades de muestreo, las cuales deben ser altas con respecto a la frecuencia de la señal de interés.

Varios años han pasado desde que el sistema Monsoon fue diseñado y la tecnología en ADCs ha avanzado considerablemente. Esto ha permitido aumentar la velocidad y la precisión de los ADCs mientras mantienen tamaños compactos y bajo consumo de potencia. Los ADCs actuales pueden realizar conversiones a velocidades de decenas de megamuestras por segundo (MSPS por sus siglas en inglés). De igual manera, los FPGA han mejorado en cuanto a velocidad y complejidad. Estos avances tecnológicos hacen posible que el MDC pueda ser implementado en el dominio digital, mediante circuitos electrónicos compactos, de bajo costo y bajo consumo de potencia.

La figura 5.2 presenta un diagrama simplificado de la idea para la nueva sección de lectura. El ADC es un elemento importante en este diseño ya que, como se ha repetido antes, debe ser apto para realizar MDCD. La idea es incluir en el diseño un ADC LTC2387 [86] del fabricante Linear Technology (LT), cuya velocidad de muestreo nominal es de 15 MSPS. A esta velocidad el ADC trabaja con una resolución de 18 bits, además, posee una no-linealidad diferencial (DNL por sus siglas en inglés) típica de ± 0.2 LSB y una relación señal a ruido típica de 95.7 dB. La arquitectura de este convertidor es tipo SAR, de bajo costo, bajo consumo de potencia y presenta un empaquetado pequeño, tipo QFN de 32 pines, ideal para sistemas con múltiples canales.



Figura 5.2: Diagrama simplificado de la nueva sección de lectura.

Por otra parte, LT recomienda el amplificador diferencial LTC6363 [87] como preamplificador para el ADC LTC2387. Entre otras características, este amplificador puede recibir una fuente no-diferencial y hacer la conversión a salida diferencial; cuenta con un voltaje de ruido de $2.9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, es de bajo consumo de potencia (1.9 mA en modo activo) y, de acuerdo al fabricante, su diseño está optimizado para trabajar con convertidores tipo SAR de bajo consumo de potencia, como el LTC2387. Lo anterior es debido a que su salida sólo está limitada por los valores de las fuentes de polarización, los cuales pueden ser alcanzados por la señal de salida, lo que en inglés se conoce como “rail-to-rail output”. Además, el LTC6363 cuenta con un producto ganancia-ancho de banda grande (GBWP, por sus siglas en inglés) que le brinda un factor de realimentación adecuado.

Al igual que otras compañías, LT pone a disposición del usuario una amplia documentación relacionada con sus productos, así como sistemas de demostración que pueden ser usados como una referencia de diseño, ya que estos exhiben características de diseño y acoplamientos adecuados para muchos de sus productos. En este caso, LT produce las tarjetas de demostración DC2290A [88] y DC2319A [89] para el LTC2387 y LTC6363, respectivamente. Los diagramas eléctricos de ambas tarjetas se pueden encontrar en [89, 90]. Estos se han combinado y el resultado se usa como punto de partida para el presente diseño, en el cual el preamplificador amplifica y convierte la señal no-diferencial del CCD a una señal puramente diferencial mediante la remoción de las componentes de modo común. Un filtro anti-aliasing con frecuencia de corte de 194.09 MHz se encuentra justo después del preamplificador. Los componentes del filtro anti-aliasing también proveen la baja impedancia de salida (visto desde el preamplificador) que el ADC requiere para trabajar a altas frecuencias. Las características de este filtro serán descritas con mayor detalle en una sección posterior de este capítulo.

La conversión de la señal de video se da de manera continua, transmitiendo los datos a través de una interfaz LVDS (Low-Voltage Differential Signaling) hacia un FPGA donde puede tener lugar el pre-procesamiento de la señal. Este último tema queda fuera de los alcances de este trabajo; sin embargo, en la sección 4.1.3 se encuentra una revisión de la literatura que lo aborda. Por otra parte, este trabajo considera de mayor importancia otras variables de diseño tales como: el ancho de banda del preamplificador, la velocidad de muestreo y la precisión del ADC.

5.2.1. Características del Convertidor A/D

La tabla 5.1 muestra algunas características técnicas extraídas de la hoja de especificaciones del convertidor A/D, las cuales se han considerado necesarias para evaluar su desempeño y determinar si es adecuado para este proyecto.

Símbolo	Parámetro	Condiciones	Típico	Unidades
SINAD	Relación Señal a (Ruido+Distorsión)	$f_{IN}=2$ kHz	95.7	dB
SNR	Relación Señal a Ruido	$f_{IN}=2$ kHz	96	dB
SFDR	Rango Dinámico Libre de Señales Espurias	$f_{IN}=2$ kHz	119	dB
THD	Distorsión Armónica Total	$f_{IN}=2$ kHz	-117	dB
t_J	Jitter de Apertura		0.25	ps _{RMS}

Tabla 5.1: Especificaciones técnicas del convertidor A/D LTC2387 que se consideran importantes para evaluar su desempeño para el presente proyecto [86].

Basados en datos de la tabla 5.1 se procede a verificar la máxima frecuencia de la señal que puede soportar este convertidor. Para ello se despeja el término f_{IN} de la ecuación (2.15) y se realiza el cálculo:

$$f_{IN_max} = 20 \log \left(\frac{1}{2\pi \times 10^{\frac{96}{20}} \times 0.25 \times 10^{-12}} \right) = 10.09 \text{ [MHz]}.$$

Esta frecuencia máxima permitida por el jitter de apertura es ≈ 201 veces mayor que la frecuencia de la señal generada por el CCD en condiciones normales de lectura, en los

experimentos DAMIC y CONNIE. Puede darse el caso en el que un CCD deba ser leído a velocidades ligeramente superiores a los 50 kHz habituales, por ejemplo, durante el desarrollo de estudios de características del CCD, del detector, desarrollo de algoritmos de procesamiento, etc. Tomando en cuenta todo lo anterior, puede decirse que el jitter de apertura del convertidor A/D no limitará el funcionamiento del detector.

Otra característica importante dentro de las especificaciones del LTC2387 es el SFDR (Spurious-Free Dynamic Range). La figura 5.3 presenta dos gráficas tomadas directamente de la hoja de especificaciones de este convertidor. Por un lado, en la figura 5.3a se muestra el resultado de una prueba mono-tono donde se puede apreciar que el componente presenta un SFDR amplio de 119 dB desde DC hasta $f_s/2=7.5$ MHz. Por otra parte, en la figura 5.3b se observa el valor del SFDR en función de la amplitud de la señal de entrada. Nótese en la misma figura que el valor del parámetro se encuentra muy próximo a los 140 dB durante gran parte del rango de amplitudes de la señal y, que durante todo este rango, está por encima de los 120 dB. El cambio abrupto al final de la curva se debe a las no-linealidades diferenciales presentes en la función de transferencia del convertidor.

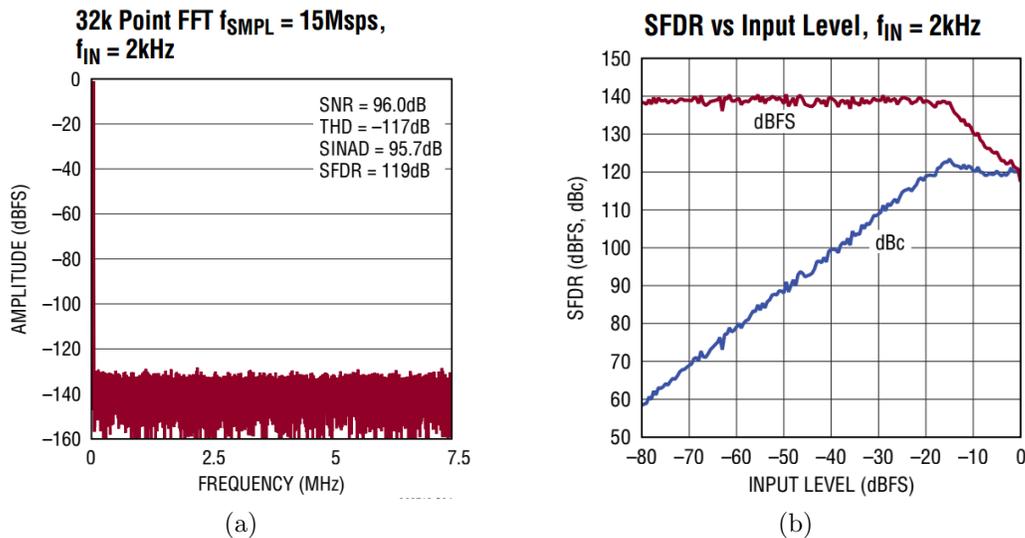


Figura 5.3: Rango dinámico libre de señales espurias del LTC2387 [86].

Continuando con la información de la figura 5.3, el fabricante reporta una THD (Total Harmonic Distortion) típica de -117 dB, calculada con los primeros cinco armónicos y con una señal de amplitud igual a -1 dBFS. La figura 5.4 muestra el comportamiento de este mismo parámetro en función de la frecuencia y la amplitud de la señal de entrada. La imagen muestra que, con una señal de entrada pequeña, en el nivel de los -10 dBFS, el valor de la THD se mantiene por debajo de -130 dB en la zona que va de los 10 kHz hasta los 80 kHz. Este valor de THD indica un nivel de linealidad alto.

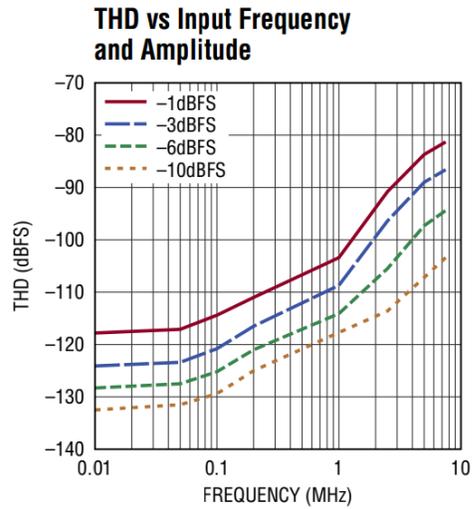


Figura 5.4: THD para el LTC2387 a distintas frecuencias y amplitudes de la señal de entrada [86].

5.2.2. Efectos del sobremuestreo sobre el rendimiento del convertidor

A continuación se exponen los efectos derivados de aplicar sobremuestreo durante la etapa de digitalización de la señal. Cada caso está enumerado y al final de la sección se puede encontrar la tabla 5.2, la cual presenta los puntos importantes de forma resumida.

Caso 1: Convertidor A/D ideal

La tabla 5.1 muestra un valor $SNR = 96$ dB. Si el LTC2387 fuese un convertidor A/D ideal, este valor debería coincidir con aquel dado por la ecuación (4.8), que para un convertidor de 18 bits arroja un valor de

$$SNR_{18b-Ideal} = 6.02(18) + 1.76 = 110.12 \text{ [dB]} \quad (5.1)$$

Esta diferencia de 14 dB entre el valor teórico y el valor real se debe precisamente a que, al tratarse de un convertidor no ideal, la relación señal a ruido se degrada porque la electrónica interna del convertidor aporta distintas fuentes de ruido, como ruido de resistores y ruido térmico, que se suman al ruido de cuantización.

Caso 2: Convertidor A/D ideal con ganancia por sobremuestreo

Ahora bien, el sobremuestreo y filtrado de la señal van a tener un efecto sobre la SNR. Para determinar este efecto se incluye una ganancia de sobremuestreo, $10\log(f_s/2B)$, en la ecuación (4.8). Dicha ganancia y el resultado del cálculo se muestran a continuación

[60]:

$$\begin{aligned}
 \text{SNR}_{18\text{b}-\text{LSM}} &= 6.02(N) + 1.76 + 10\log\left(\frac{f_s/2}{B}\right) \text{ [dB]} \\
 &= 6.02(18) + 1.76 + 10\log\left(\frac{15\text{MHz}/2}{50\text{kHz}}\right) = 131.88 \text{ [dB]}
 \end{aligned}
 \tag{5.2}$$

Se nota que entre $\text{SNR}_{18\text{b}-\text{Ideal}}$ y $\text{SNR}_{18\text{b}-\text{Ideal}_{\text{LSM}}}$ existe una diferencia de 21.76 dB, la cual representa una mejora derivada del proceso de sobremuestreo y filtrado digital de la señal. Nótese como los resultados obtenidos con las ecuaciones (5.1) y (5.2) son ambos válidos sólo para convertidores A/D ideales.

Caso 3: Convertidor A/D real con ganancia por sobremuestreo

El piso de ruido de 131.88 dB sugerido por los resultados anteriores es sólo una aproximación de la realidad. El valor real se calcula usando el piso de ruido proporcionado por el fabricante, el cual no es otro que el valor de la SNR mostrado en la tabla 5.1. Entonces, los valores se sustituyen nuevamente en la ecuación (5.2) para observar el mismo aumento de 21.76 dB dado que la ganancia de procesamiento es la misma para ambos casos, esto es:

$$\begin{aligned}
 \text{SNR}_{\text{T}} &= \text{Piso de Ruido} + 10\log\left(\frac{f_s}{2\text{BW}}\right) \\
 &= 96 + 10\log\left(\frac{15 \times 10^6}{2(50 \times 10^3)}\right) \\
 \text{SNR}_{\text{T}} &= 117.76 \text{ dB}
 \end{aligned}
 \tag{5.3}$$

Caso 4:

El caso cuatro representa el del convertidor A/D real. Por esta razón se usa el valor $\text{SINAD} = 95.7$ dB mostrado en la tabla 5.1, el cual es un valor real obtenido de la hoja de especificaciones del componenten y, por lo tanto, es resultado de la implementación física del convertidor.

Efectos sobre el rango dinámico y ENOB

Otro parámetro que incrementa por efectos del sobremuestreo es el rango dinámico del convertidor. Esto se observa a través de la ecuación (4.10), donde se sustituyen la velocidad de muestreo y la velocidad de la señal de interés. El resultado es un incremento del DR que equivale a poco más de 3.5 bits adicionales de resolución (cada bit de resolución aporta 6 dB al DR):

$$\Delta\text{DR} = \log_2\left(\frac{15 \times 10^6}{2(50 \times 10^3)}\right) \times 3 = 21.69 \text{ [dB]}.$$

El resultado anterior puede ser confirmado con la ecuación (4.11), la cual sirve para calcular el número efectivo de bits.

La tabla 5.2 muestra los resultados de la ecuación para los cuatro casos anteriores. Recapitulando, los casos uno y dos se han calculado con datos que contemplan el funcionamiento de dispositivos ideales. El caso uno es el del convertidor de 18 bits, para el cual se observan 18 bits efectivos de resolución como es de esperarse. En el caso dos se incluye el efecto de la ganancia de procesamiento y se observa que una OSR de 150 aumenta el ENOB en 3.61 bits de resolución respecto al caso uno.

Los casos tres y cuatro representan el funcionamiento de un dispositivo real afectado por diversas fuentes de ruido. Se observa cómo, para ambos casos, el ENOB está, naturalmente, por debajo del número de bits efectivos de un convertidor ideal. El caso tres representa el de un convertidor A/D real y para el cálculo del ENOB se ha usado el resultado mostrado en la ecuación (5.3), que no contempla el efecto de las no-linealidades del dispositivo pero sí el efecto del sobremuestreo. Por otra parte, a través del caso cuatro se ha determina que el ENOB del convertidor está 2.4 bits de resolución por debajo de caso ideal. En este caso, el detrimento del ENOB se debe tanto a las múltiples fuentes de ruido como a los efectos no lineales propios del convertidor. La diferencia en los resultados para convertidores ideales y reales sugiere que en un convertidor real puede presentarse un aumento del ENOB de 3.67 bits debido a efectos del sobremuestreo.

	Condiciones	Valor	Unidades
Caso 1	$SINAD = SNR_{18b-Ideal} = 110.12 \text{ dB}$	18	Bits
Caso 2	$SINAD = SNR_{18b-S.SM} = 131.88 \text{ dB}$	21.61	Bits
Caso 3	$SINAD = SNR_T = 117.76 \text{ dB}$	19.27	Bits
Caso 4	$SINAD = 95.7 \text{ dB}$	15.60	Bits

Tabla 5.2: ENOB del LTC2387 calculado mediante la ecuación (4.10) para diferentes valores de SINAD.

Efectos sobre el ruido de cuantización

En la figura 5.5 se presenta uno de los efectos más importantes del sobremuestreo. Cuando un convertidor A/D trabaja con sobremuestreo, el ruido de cuantización se distribuye de tal manera que la mayor parte ocurre fuera de la banda de interés y la parte que cae fuera de la banda de interés es removida por un filtro digital. Este efecto del sobremuestreo y filtrado resulta en un aumento del rango dinámico a bajas frecuencias, a sí como de la relación señal a ruido y del número efectivo de bits. La potencia del ruido de cuantización decrece porque cada armónico de la frecuencia fundamental es “empujado” hacia porciones menos densas del espectro de ruido.

La ecuación (2.14) da el siguiente valor de ruido para un convertidor ideal de 18 bits de resolución y escalón de cuantización $\Delta = 31.25 \mu\text{V}$:

$$\sigma_{\text{crms}} = \frac{\Delta}{\sqrt{12}} = \frac{31.25 \times 10^{-6}}{\sqrt{12}} = 9.02 \mu\text{V} \quad (5.4)$$

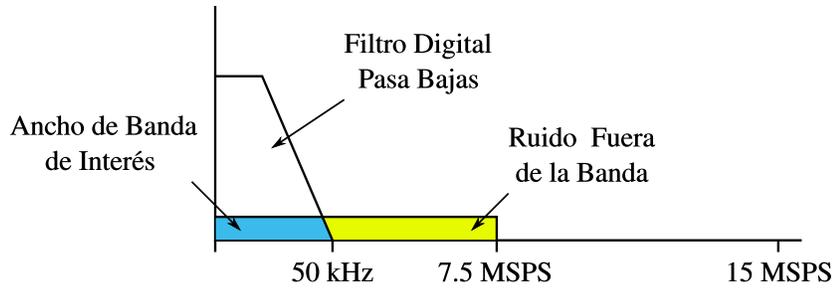


Figura 5.5: THD para el LTC2387 a distintas frecuencias y amplitudes de la señal de entrada.

El valor del escalón de cuantización Δ utilizado en la ecuación anterior se calculó haciendo uso del rango de voltajes ± 4.096 V (también conocido como voltaje de escala completa o V_{FS}), que es el rango usado por el fabricante para elaborar la hoja de especificaciones del dispositivo [86]. De tal manera que $\Delta = 8.192/2^{18} = 31.25 \mu V$.

En conclusión, realizar un proceso de sobremuestreo con una OSR de 150 permite aumentar la SNR y el DR del convertidor A/D sin tener que sacrificar el rendimiento en cuanto a potencia, espacio y disipación térmica.

5.2.3. Ruidos en el Convertidor y del Preamplificador

El siguiente análisis tiene la finalidad de profundizar en el impacto que el ancho de banda del preamplificador tiene sobre la relación señal a ruido, incluyendo efectos de aliasing. Para ello, la tabla 5.3 presenta las especificaciones del preamplificador y del convertidor que son necesarias para el análisis [86, 87].

Amplificador	Densidad de ruido de salida	$2.9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	BW efectivo	35 MHz
Convertidor	SNR	96 dB
	Resolución efectiva	$(96-1.76)/6.02=15.65$ bits
	Velocidad de muestreo	15 MSPS
	V_{FS}	$8.192 V_{P-P}$ ($2.90 V_{RMS}$)

Tabla 5.3: Especificaciones del convertidor y del preamplificador necesarias para el cálculo de la SNR [86, 87].

El primer paso de este análisis es calcular el piso de ruido del convertidor A/D. Dado que este dispositivo muestrea con una velocidad de 15 MSPS, su ruido puede ser representado como un piso constante que va desde DC hasta 7.5 MHz, que es el ancho de banda de Nyquist. El estándar en la industria para la especificación de convertidores A/D es incluir la SNR usando una señal senoidal monótono a escala completa. Usando la amplitud máxima de la señal senoidal de entrada, $V_{FS} = 2.90 V_{RMS}$, junto con la relación señal a ruido del convertidor, $SNR_{ADC} = 96$ dB, se puede calcular el piso de ruido intrínseco del convertidor, $E_{N(ADC)}$. La potencia de este ruido es dada por la

ecuación (3.1), que para un convertidor A/D puede escribirse:

$$\text{SNR}_{\text{ADC}} = 20 \log \left(\frac{V_{\text{FS}}}{V_{\text{N}}} \right). \quad (5.5)$$

Despejando la ecuación (5.5) se tiene [60]

$$V_{\text{N}} = V_{\text{FS}} \times 10^{-\text{SNR}_{\text{ADC}}/20} \quad (5.6)$$

Sustituyendo los valores conocidos SNR_{ADC} y V_{FS} , resulta:

$$V_{\text{N}} = N_{(\text{ADC})} = 2.90 \times 10^{-96/20} = 45.90 \mu\text{V}_{\text{RMS}}. \quad (5.7)$$

Por último, dividiendo por la raíz cuadrada del ancho de banda de 7.5 MHz, se puede determinar un valor para la densidad espectral de ruido del convertidor, $E_{\text{N}(\text{ADC})}$:

$$E_{\text{N}(\text{ADC})} = \frac{45.90 \mu\text{V}}{\sqrt{7.5 \text{ MHz}}} = 16.76 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (5.8)$$

El siguiente paso del análisis consiste en calcular la contribución del preamplificador al ruido total. La figura 5.6 nos presenta, de forma gráfica, lo que ocurre cuando el convertidor A/D muestrea el ruido del preamplificador. Los efectos de aliasing se presentan dado que el ancho de banda del preamplificador es mayor que el ancho de banda del convertidor. Como se ha mencionado previamente, el convertidor A/D tiene su propio piso de ruido, el cual es plano desde DC hasta Nyquist, mientras que ruido propio del preamplificador es plano en una banda más ancha que va desde DC hasta la frecuencia de muestreo, la cual es el doble de la banda de Nyquist. Puesto que el ruido del preamplificador no está correlacionado con el del convertidor, puede sumarse al piso de ruido del convertidor mediante la ecuación (3.10) con el coeficiente de correlación $\rho = 0$.

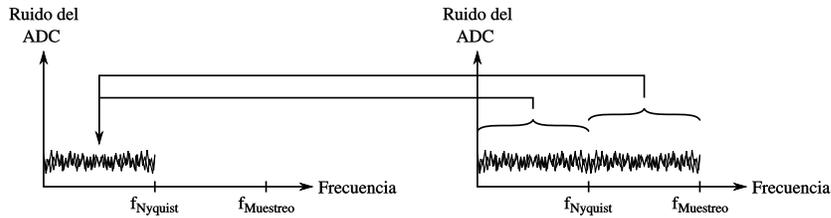


Figura 5.6: Efectos de muestrear el ruido del preamplificador. El ancho de banda del ruido del convertidor va desde DC hasta $f_s/2$, mientras que el ruido del preamplificador ocupa la banda que va desde DC hasta f_{Muestreo} .

El piso de ruido total para el circuito combinado se obtiene sumando el ruido del convertidor A/D ($16.76 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) al ruido del preamplificador ($2.9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$). Este último valor se incluye dos veces para considerar efectos de aliasing, porque según lo expuesto en el párrafo anterior, se tienen $2.9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ de ruido en la banda que va desde DC hasta $f_s/2$ y $2.9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ en la banda $f_s/2$ hasta f_s . De esta forma se tiene:

$$E_{\text{n}}(\text{Total}) = \sqrt{16.76^2 + 2.9^2 + 2.9^2} = 17.26 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (5.9)$$

Ahora seguimos los pasos en sentido opuesto para calcular la nueva SNR para el sistema combinado:

$$\text{SNR}_{\text{Nuevo}} = 20\log\left(\frac{2.9}{17.26 \times 10^{-9} \times \sqrt{7.5 \text{ MHz}}}\right) = 95.75 \text{ dB} \quad (5.10)$$

Entonces, a pesar de que el ancho de banda del preamplificador es mayor que el del convertidor A/D, se obtiene una pérdida total de apenas 0.25 dB respecto a las capacidades del convertidor. Este resultado sugiere que el preamplificador es “transparente”, dado que la SNR del sistema es casi la misma que la SNR del convertidor. Más adelante se repetirá el mismo análisis una vez que se haya calculado el ruido total, es decir, el ruido del preamplificador más el ruido de los componentes electrónicos que lo rodean.

El análisis anterior y la figura 5.6 se basan en la suposición de que las bandas de aliasing tienen el mismo ancho que el ancho de banda de Nyquist. Si este no es el caso, entonces el piso de ruido resultante presentará una forma con múltiples niveles, con concentraciones extra de ruido justo en las frecuencias donde el aliasing ocurre. Este también será el caso si el ancho de banda del amplificador o el ancho de banda del filtro anti-aliasing es menor al de una zona de Nyquist, donde el ruido de banda ancha desaparece antes de la frecuencia de Nyquist del convertidor. En cualquier caso, el filtro anti-aliasing no tiene efecto sobre los cálculos anteriores, excepto en el caso de que los componentes que conforman el filtro alteren el ruido efectivo del preamplificador.

Un análisis visual de la situación anterior indica que una vez que el ruido se ha colado hacia la banda original de Nyquist, este es indistinguible del ruido de bajas frecuencias. Las soluciones a este problema pueden enfocarse en reducir el ruido a la entrada del convertidor A/D o en la implementación de técnicas como el sobremuestreo, la cual es posible cuando se cuenta con suficientes recursos para el procesamiento digital. Una vez más, si la tasa de sobremuestreo es tal que el ancho de banda de Nyquist supera el ancho de banda de la señal, se contará con un ancho de banda adicional que puede ser removido mediante técnicas digitales. Además, para un cierto ancho de banda analógico, la cantidad de bandas de aliasing será menor, de tal manera que el piso de ruido resultante también disminuirá.

El filtro “anti-aliasing” presente en la tarjeta del convertidor A/D exhibe un tiempo de subida

$$t_r \approx \frac{2}{\omega_c} \approx 2RC \approx 2(10)(82 \times 10^{-12}) \approx 1.64 \text{ ns}$$

que es ≈ 40.65 veces más rápido que la velocidad de muestreo del convertidor trabajando a 15 MSPS. Anteriormente se mencionó que la velocidad de lectura típica de un CCD en los experimentos DAMIC y CONNIE está en el rango de los 50 kpixeles/s. Esta velocidad de lectura y la velocidad de muestreo de 15 MSPS del ADC resultan en 300 muestras por pixel, lo que garantiza que no habrá pérdida de ganancia por tiempos de estabilización inadecuados de la señal de video, a la vez que deja bastante margen para implementar técnicas de filtrado digital que sean más agresivas con la potencia del ruido de aliasing que se incorpore al ancho de banda debido a la pendiente finita que tiene el filtro analógico. Aunque físicamente es posible mejorar el filtro RC, transformándolo en un filtro LRC, esta opción se evitará debido a que un inductor puede ser sensible a ruido inducido por EMI, como se mencionó en el capítulo 3.

5.2.4. Recepción de la Señal de Video

La figura 5.7 muestra, de forma básica, la configuración que presenta el amplificador LTC6363 en la tarjeta de evaluación DC2319A (figura 5.7a). Para esta configuración, el fabricante reporta que el ruido de salida generado por el propio amplificador y los componentes de realimentación, con $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, es igual a $10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. El voltaje de ruido referido a la entrada para el LTC6363 ($2.9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) corresponde al ruido de un resistor de 510Ω , y cuando los resistores que componen la red de realimentación son mayores que este valor, entonces el ruido de salida está dominado por el ruido del resistor y de la corriente de ruido del amplificador. Para redes de realimentación constituidas por resistores menores a los 510Ω , el ruido de salida está dominado por el voltaje de ruido del amplificador. El ruido para esta configuración puede ser calculado a través de la ecuación (5.11) [87]:

$$E_{\text{no}} = \sqrt{\left[E_{\text{ni}} \left(1 + \frac{R_3}{R_1} \right) \right]^2 + 2(I_n R_3)^2 + 2 \left[E_{\text{nR1}} \left(\frac{R_3}{R_1} \right) \right]^2 + 2E_{\text{nR3}}^2} \quad (5.11)$$

. En esta ecuación I_n y E_{ni} son la corriente y el voltaje de ruido referidos a la entrada del operacional, respectivamente. Cabe destacar que en la ecuación anterior no aparece el ruido de modo común, E_{nvocm} , por ello, es válida sólo para aquellas configuraciones en las que la red de realimentación que rodea al preamplificador es una red equilibrada. La figura 5.7b presenta la primera aproximación para recibir la señal de video proveniente del CCD. La ganancia de este circuito está dada por la siguiente expresión [87]:

$$V_{\text{o.dif}} = V_{\text{out}}^+ - V_{\text{out}}^- \approx \left(\frac{R_3}{R_1} \right) (V_{\text{in}}^+ - V_{\text{in}}^-) \quad (5.12)$$

Resistores con valores pequeños resultan en menor ruido pero aumentan el nivel de distorsión debido al incremento de carga que representa la red de realimentación, mientras que valores altos de los resistores resultarán en mayor ruido, pero típicamente mejoran la distorsión debido a que representan menor carga para la salida del amplificador.

Impedancia de entrada

Para calcular la impedancia de entrada de un circuito como el que se aprecia en la figura 5.8a, es necesario calcular la corriente de entrada I_{IN} que fluye a través de la fuente de voltaje, V_{IN} . En un amplificador totalmente diferencial, con alta ganancia, el voltaje que se desarrolla entre los nodos de entrada (IN^+ , IN^-) es muy pequeño. Entonces, estos nodos actúan como un “corto circuito” diferencial, en una forma similar a como lo hace el nodo de la entrada inversora de un amplificador operacional tradicional. Con base en lo anterior, la impedancia de entrada de un amplificador con fuente totalmente diferencial es simplemente la suma de los resistores R_1 y R_2 .

En cambio, en la figura 5.7b se aprecia claramente que la fuente es sencilla (no-diferencial). En este caso, si se supone que la frecuencia de la señal de entrada es lo suficientemente alta como para que los capacitores C_1 y C_2 que bloquean las señales

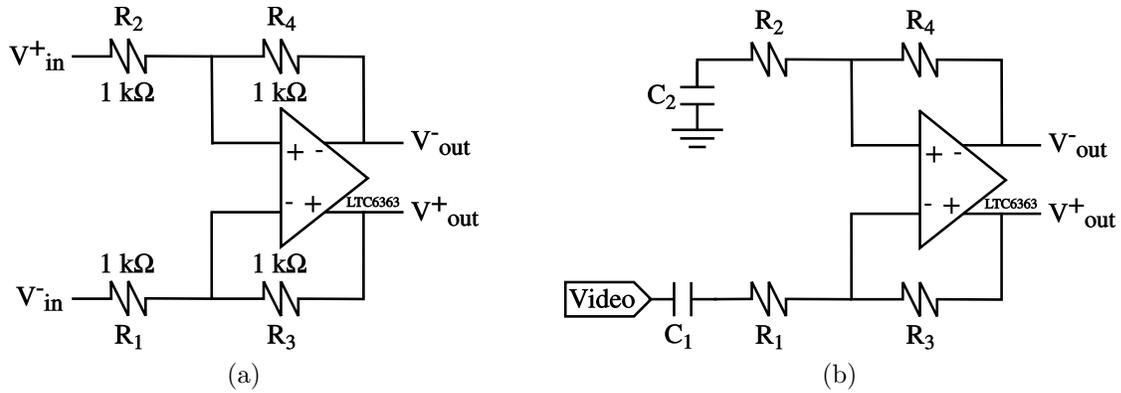


Figura 5.7: Configuración del LTC6363: a) Vista simplificada de la configuración del LTC6363 en la tarjeta de evaluación DC2319A [89]. b) Primera aproximación para recibir la señal de video generada por una fuente no-diferencial.

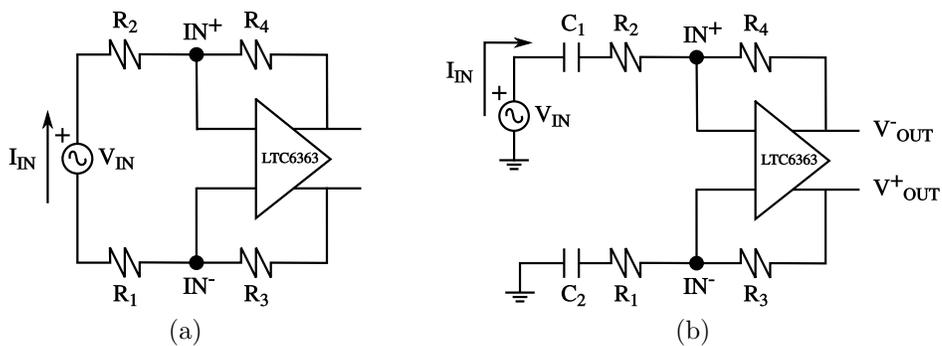


Figura 5.8: LTC6363 y fuente de entrada, V_{IN} : a) Fuente totalmente diferencial. b) Fuente simple o no-diferencial.

de DC luzcan como corto circuito (los capacitores son necesarios debido a los requerimientos del LTC6363 en cuanto al voltaje de modo común en la entrada), entonces la suposición del párrafo anterior, que dice que no se desarrolla un voltaje entre los nodos IN^+ e IN^- , ya no es válida. El voltaje diferencial a través de estos nodos seguirá siendo pequeño, pero existirá un voltaje de modo común en ambos nodos que es proporcional al voltaje de entrada. A continuación se calcula la impedancia de entrada para el caso de una fuente con salida no-diferencial

$$\begin{aligned} V_{IN^+} \approx V_{IN^-} &\approx (V_{OUT^+}) \left(\frac{R_1}{R_3 + R_1} \right) = V_{IN} \left(\frac{R_3}{2R_1} \right) \left(\frac{R_1}{R_3 + R_1} \right) \\ &= \frac{V_{IN}}{2} \left(\frac{R_3}{R_3 + R_1} \right) \end{aligned} \quad (5.13)$$

$$I_{IN} = \frac{V_{IN} - V_{IN^+}}{R_2} = \frac{V_{IN}}{R_2} \left[\frac{R_3 + 2R_1}{2(R_3 + R_1)} \right] \quad (5.14)$$

$$Z_{IN} = V_{IN}/I_{IN} = \frac{2R_2(R_3 + R_1)}{R_3 + 2R_1} \quad (5.15)$$

Las fuentes que presentan una impedancia de entrada diferente de cero pueden causar desequilibrio entre las dos redes de realimentación. Para obtener mejor desempeño, el fabricante recomienda que la impedancia de la fuente de entrada sea compensada. Además, si se requiere igualar impedancias en la fuente, se pueden introducir los resistores R_{T1} y R_{T2} , tal como se aprecia en la figura 5.9. La figura de ruido se deteriora cuando se usan resistores en lugar de transformadores de acoplamiento como terminación de la fuente, pero usar resistores trae un ahorro económico significativo. Asimismo, el ancho de banda de la respuesta en frecuencia que permite un resistor es mayor y se extiende hasta DC. Los valores para R_{T1} y R_{T2} pueden calcularse por medio de las siguientes expresiones [91, 92]:

$$R_{T1} = \frac{R_S \cdot Z_{IN}}{Z_{IN} - R_S} \quad (5.16)$$

$$R_{T2} = \frac{R_S \cdot R_{T1}}{R_{T1} + R_S} \quad (5.17)$$

Las dos desventajas de usar un resistor como terminación son la atenuación de potencia/señal y un incremento de la figura de ruido (lo que significa degradación del rendimiento en cuanto a ruido). Para un mismo nivel de potencia a la entrada, una impedancia de entrada de 50Ω resulta en menor variación de voltaje que una impedancia de entrada mayor, lo que introduce una atenuación efectiva de voltaje. Como la densidad de la potencia de ruido del LTC6363 no cambia y la señal de entrada es menor, entonces la figura de ruido aumenta proporcionalmente.

En la figura 5.9 se nota la presencia del resistor R_{T2} , el cual equilibra la impedancia de la fuente vista por ambas entradas del amplificador. Equilibrar las impedancias de entrada es deseable porque el rendimiento en cuanto a distorsión del LTC6363 puede

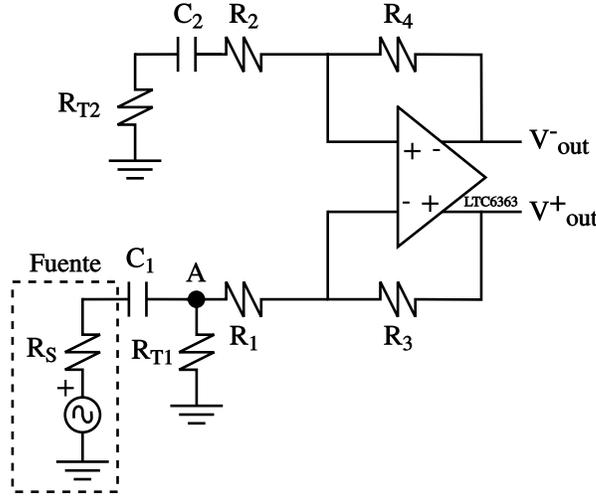


Figura 5.9: Fuente no-diferencial con terminación tipo resistor para igualar impedancia. La red de entrada también presenta impedancias balanceadas, lo cual se logra con la inclusión del resistor R_{T2} .

verse afectado por el desequilibrio de las impedancias de las fuentes. También, la desigualdad de los factores de realimentación provocan que una porción del ruido de modo común se convierta a ruido de modo diferencial.

La inclusión de los resistores R_{T1} y R_{T2} crea términos adicionales que no están contemplados en la ecuación (5.15), por ello resulta necesario usar la que se da a continuación [92]:

$$Z_{IN2} = \frac{\sqrt{(R_F^2(4R_1^2 + R_S^2) + 8R_F R_1^3 + 4R_1^4) + R_F(2R_1 + R_S) + 2R_1(R_1 + R_S)}}{2(R_F + 2R_1 + R_S)}, \quad (5.18)$$

donde $R_F = R_3 = R_4$ y $R_1 = R_2$.

La impedancia adicional de la fuente, agregada por R_S y R_{T1}/R_{T2} , cambia el factor de realimentación del amplificador diferencial, y por lo tanto altera la ganancia. La ganancia total de voltaje, G_T , vista desde R_{T1} hacia la salida diferencial, puede ser calculada por la siguiente expresión [92]:

$$G = \frac{V_{OUT}^+ - V_{OUT}^-}{V_{IN}} = \frac{(R_2 + R_{T2} + R_4)(R_1(R_S - R_{T1}) + R_S R_{T1})}{R_S R_{T1}(R_1 + R_3)}. \quad (5.19)$$

5.2.5. Interfaz entre Preamplificador y Convertidor A/D

El diagrama eléctrico de la tarjeta de evaluación para el LTC2387 presenta una red de entrada que consta de un filtro de primer orden compuesto por capacitores ($C_3 = C_4 = 82$ pF) y resistors ($R_5 = R_6 = 10$ Ω). Esta red, presente entre el preamplificador y el convertidor A/D, actúa como un filtro antialiasing y limita el ancho de banda de la señal suministrada por el preamplificador. Anteriormente, se ha mencionado que el aliasing es un fenómeno importante que ocurre en los convertidores A/D, el cual “dobla” bandas de frecuencia encima de otras, haciéndolas indistinguibles en el

dominio digital. El aliasing no cambia los cálculos que se realizan para obtener la SNR, pero sí afecta la capacidad que cualquier técnica de filtrado digital posee para mejorar la SNR. Si todo el ruido se encuentra contenido en el ancho de banda de la señal de interés, entonces puede ser removido mediante la aplicación un filtro digital. De manera opuesta, si múltiples bandas de ruido se traslapan con la banda de la señal, entonces los efectos benéficos del filtrado digital se verán reducidos.

La figura 5.10 presenta un diagrama elaborado a partir de lo que se ha discutido hasta ahora. El diagrama consta de tres elementos: preamplificador con impedancia de entrada igualada y balanceada, filtro y convertidor A/D. Los valores de los componentes presentes en la tarjeta de evaluación se pueden usar para calcular la frecuencia de corte del filtro RC, pasa bajas, de la siguiente manera:

$$f_c = \omega_c/2\pi = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(10)(82 \times 10^{-12})} = 194.09 \text{ MHz}$$

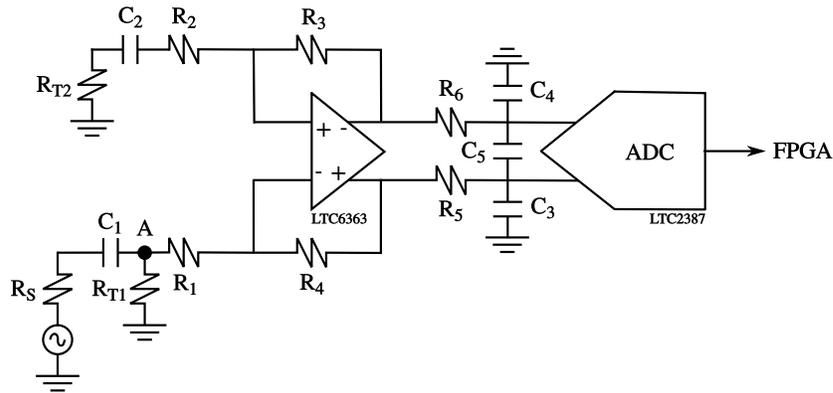


Figura 5.10: Diagrama simplificado del sistema que consta de preamplificador con impedancia de entrada igualada y balanceada, filtro y convertidor A/D.

Los elementos de esta red también cumplen otras funciones. Así, por ejemplo, los capacitores C_3 y C_4 actúan como un reservorio de carga para los capacitores de muestreo y retención presentes en la estructura interna del convertidor A/D. Estos ayudan a aislar al preamplificador de voltajes transitorios que se presentan cuando el convertidor entra en modo de muestreo. Por su parte, los resistores R_5 y R_6 , presentes a la salida del preamplificador, se usan para amortiguar y atenuar cualquier carga inyectada por el convertidor. Dicho en otras palabras, esta red también aísla al preamplificador de transitorios producidos durante la etapa activa del convertidor.

La figura 5.11 muestra de manera básica las etapas que tienen lugar en el convertidor durante el muestreo de una señal. Antes de la adquisición, el interruptor INT se encuentra abierto (diagrama 5.11b). En este momento, el capacitor a la entrada del convertidor, C_{FIL} , presenta un voltaje inicial V_{IN} y el capacitor de muestreo, C_{SA} , un voltaje V_{SA} . El interruptor se cierra al inicio de la adquisición (diagrama 5.11c) y en ese momento los voltajes V_{IN} y V_{SA} comienzan a cambiar hacia un nuevo valor final de V_{IN} mientras la carga se redistribuye rápidamente entre los capacitores C_{FIL} y C_{SA} .

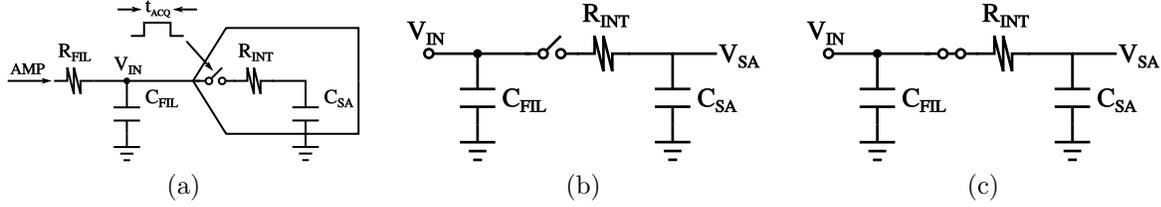


Figura 5.11: a) Circuito simplificado que muestra la entrada capacitiva del convertidor A/D. b) Circuito antes de la adquisición. c) Circuito durante la adquisición.

5.3. Diseño Teórico y Simulaciones

Las mediciones con alta resolución dependerán del nivel mínimo de ruido. De acuerdo a lo presentado en las secciones anteriores, la máxima relación señal a ruido estaría dada por la ecuación $SNR = 20\log(V_{S,rms}/V_{R,rms})$. La meta de este diseño es la de acondicionar apropiadamente las señales pequeñas generadas por el CCD sin distorsionarlas. El tamaño del bit menos significativo disminuye en los convertidores A/D y D/A conforme sus resoluciones incrementan y sus consumos de potencia disminuyen. Esto obliga a considerar tanto el ruido intrínseco como el extrínseco (capítulo 2) durante el acondicionamiento de la señal. En este trabajo, las fuentes de ruido se consideran no correlacionadas entre si, por lo cual para el siguiente análisis se usará la ecuación (3.10) presentada en la sección 3.4.1, usando el factor de correlación $\rho = 0$.

5.3.1. Propuestas de Diseño

Propuesta 1: Z_{in} no igualada

Las fuentes de ruido que se encuentran en el circuito acondicionador visto en la figura 5.8b están representadas en la figura 5.12. En ella no se muestran capacitores de acoplamiento, lo cual se debe a que se supone que todas las fuentes generan señales con frecuencias lo suficientemente altas como para considerar a cada capacitor como un corto circuito. Nótese, también, que esta figura muestra un elemento adicional, el resistor R_{T2} , cuyo propósito es el de balancear la red de resistores que rodean al operacional. Esto es necesario debido a que la fuente de la señal tiene una resistencia en serie, diferente de cero Ohms, que puede afectar la simetría de la red de resistores y causar un nivel de distorsión en la señal vista a la salida.

La ecuación (5.20) expresa el cuadrado del voltaje equivalente de ruido visto a la salida del amplificador, $E_{no,p1}^2$, que resulta de la contribución de cada fuente de ruido

$$E_{no,p1}^2 = \left(1 + \frac{R_4}{R'_2}\right)^2 E_n^2 + \left(\frac{R_4}{R'_2}\right)^2 (2E_{tR'_2}^2) + 2E_{tR_4}^2 + 2R_4^2 I_n^2, \quad (5.20)$$

donde $R'_1 = R_S + R_1$ y $R'_2 = R_{T2} + R_2$. Vale la pena notar que la forma de esta ecuación se debe en gran medida a la suposición de que $R'_2 \approx R'_1$ y $R_3 = R_4$, es decir, se supone que las redes de entrada son simétricas. El procedimiento para obtener esta ecuación se encuentra en el apéndice B.1. La tabla 5.4 muestra los voltajes de ruido asociados a

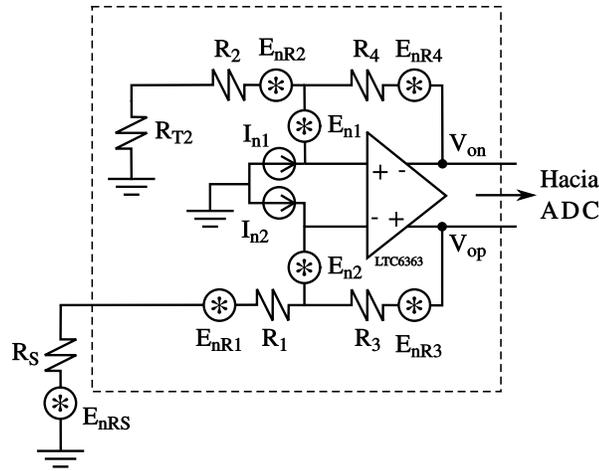


Figura 5.12: Fuentes de ruido que se pueden encontrar en el circuito acondicionador de señal que no iguala su impedancia de entrada con la de la fuente.

cada una de las fuentes vistas en la figura 5.12, así como su contribución de ruido a la entrada y salida del LTC6363.

A continuación se obtiene el voltaje total de ruido a la salida y el voltaje total de ruido referido a la entrada. Para este circuito se tienen los siguientes valores: $E_{n1} = E_{n2} = E_n/\sqrt{2}$, $E_n = 2.9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, $I_{n1} = I_{n2} = 0.55 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$, $R_1 = R_2 = 100 \text{ } \Omega$, $R_3 = R_4 = 887 \text{ } \Omega$ y finalmente $R_{T2} = R_S = 50 \Omega$.

Fuente de ruido	Valor de ruido	Ganancia	Contribución de ruido a la salida	Contribución de ruido a la entrada
E_n	$2.90 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	6.91	$20.05 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$3.39 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
I_{n1}	$0.55 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	887	$0.488 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0.08 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
I_{n2}	$0.55 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	887	$0.488 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0.08 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_1	$1.29 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	5.91	$7.63 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$1.29 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_2	$1.29 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	5.91	$7.63 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$1.29 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_3	$3.83 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	1	$3.83 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0.65 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_4	$3.83 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	1	$3.83 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0.65 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_{T2}	$0.91 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	5.91	$5.38 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0.91 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_S	$0.91 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	5.91	$5.38 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0.91 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Contribución Total de Ruido			$24.62 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$4.16 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

Tabla 5.4: Tabulación de las fuentes de ruido presentes en el circuito de la figura 5.12 y sus contribuciones a los ruidos de salida y entrada. Datos obtenidos a partir de análisis teórico.

La tabla anterior muestra claramente que la fuente de ruido más importante en este circuito es E_n , tanto a la entrada como a la salida del operacional. Si recordamos la regla número dos de la sección 3.4.1, la cual dice que una fuente apreciable de ruido es aquella que aporta más de un tercio del nivel de ruido que aporta la fuente dominante, entonces los resistores R_1 y R_2 también son una fuente considerable de ruido. Por último, si bien el ruido de los resistores R_3 y R_4 por separado no representan más de una tercera parte

de la fuente de ruido, combinados sí alcanzan casi el 40 % de la fuente E_n .

Propuesta 2: Z_{in} igualada

El amplificador propuesto como primera opción no considera acoplamiento de impedancias en su diseño. Esta técnica se usa en circuitos de RF porque es necesaria para prevenir reflexiones de señales de alta frecuencia que puedan distorsionar la señal de interés. Por lo anterior es que se decide explorar la posibilidad de implementar una red como la presentada en la figura 5.8b, la cual hace uso de los resistores R_{T1} y R_{T2} . Estos resistores tienen el propósito de acoplar la impedancia de la entrada inversora y balancear las impedancias vistas en ambas entradas, respectivamente.

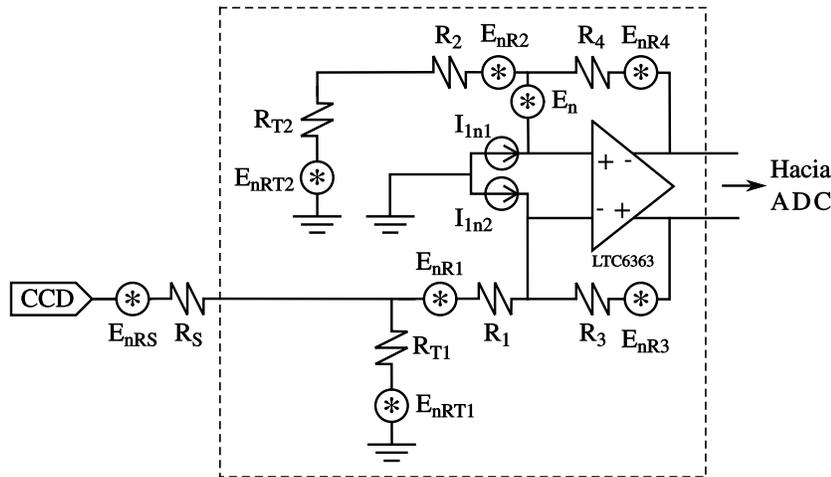


Figura 5.13: Fuentes de ruido que se pueden encontrar en el circuito acondicionador de señal que iguala su impedancia de entrada con la de la fuente.

Por otro lado, en la sección anterior también se comenta que igualar la impedancia de entrada con la de la fuente tiene el efecto de aumentar la figura de ruido, lo cual resulta ser un efecto negativo para el rendimiento del circuito. Por ello, la idea de explorar el comportamiento de este circuito es el de comparar su rendimiento contra el rendimiento del circuito de la propuesta anterior y, de esta manera, determinar si vale o no la pena compensar los efectos de distorsión introducidos por la diferencia entre la impedancia de la fuente y la impedancia en la entrada inversora del operacional que recibe la señal.

El punto de partida de la propuesta es elegir los valores apropiados para los resistores en las redes que rodean al amplificador, para ello se toman en cuenta los siguientes puntos: 1) dado que la intención de este ejercicio es la de comparar el rendimiento de dos configuraciones, ambas deben proporcionar la misma ganancia; 2) la impedancia de entrada del amplificador, Z_{in} , debe estar igualada con la impedancia de salida de la fuente.

Ambos puntos se cubren eligiendo los resistores R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , R_{T1} , y R_{T2} de forma adecuada. Se comienza fijando el valor de los resistores en el lazo de realimentación, $R_3 = R_4 = 887 \Omega$, de tal manera que el ruido térmico en el lazo de realimentación sea el

mismo en los circuitos de ambas propuestas. Luego se proponen valores para los resistores R_1 y R_2 . La única consideración que se toma en cuenta es que la ganancia de un amplificador diferencial simétrico, que no intenta igualar su impedancia de entrada con la de la fuente, se verá reducida en más de la mitad que cuando se realiza acoplamiento de impedancias. Como la ganancia requerida en este caso es $G=6$, entonces se usan valores de resistores R_1 y R_2 , que en un amplificador diferencial normal proporcionen una ganancia $G=15$. El siguiente paso es calcular la impedancia de entrada del amplificador usando la ecuación (5.18). Luego se usa este valor y las ecuaciones (5.16) y (5.17) para obtener el valor de los resistores R_{T1} y R_{T2} . Finalmente, se calcula la ganancia de voltaje haciendo uso de la ecuación (5.19), donde se incorporan los datos requeridos.

La tabla 5.5 presenta los valores calculados para los resistores que componen las redes que rodean al amplificador diferencial, así como sus valores comerciales más cercanos, estos últimos con tolerancias del 1%. Por otra parte, en la tabla 5.6 se aprecia qué tanto cambian los parámetros, ganancia e impedancia de entrada, cuando en las ecuaciones se sustituyen los valores calculados por valores comerciales. A simple vista se aprecia que la variación es despreciable.

Resistor	Valor Calculado	Valor Comercial
R_1	59.13 Ω	59 Ω
R_2	59.13 Ω	59 Ω
R_3	887 Ω	887 Ω
R_4	887 Ω	887 Ω
R_{T1}	79.81 Ω	80.6 Ω
R_{T2}	30.74 Ω	30.1 Ω

Tabla 5.5: Valores de los resistores que componen la red del amplificador diferencial que implementa acoplamiento de impedancia. La segunda y tercer columna corresponden a los valores calculados con ayuda de las ecuaciones (5.16), (5.17), (5.18) y (5.19), y los valores comerciales más próximos, respectivamente.

Parámetro	Resistores Calculados	Resistores Comerciales
Z_{IN_OPAM}	133.86 Ω	133.65 Ω
Ganancia (G)	6.07	6.05

Tabla 5.6: Los parámetros G y Z_{IN_OPAM} cuando los valores de los resistores que componen el amplificador diferencial son los calculados (columna dos) y cuando los mismos valores son sustituidos por valores comerciales (columna tres).

Ahora, la ecuación (5.21) expresa el cuadrado del voltaje equivalente de ruido, E_{no-p2}^2 , visto a la salida del amplificador y que resulta de la contribución de cada fuente de ruido.

$$E_{no-p2}^2 = \left(1 + \frac{R_4}{R_2'}\right)^2 E_n^2 + \left(\frac{R_4}{R_2'}\right)^2 (2E_{tR_2'}^2) + 2E_{tR_4}^2 + 2R_4^2 I_n^2, \quad (5.21)$$

donde $R_1' = R_p + R_1$ y $R_2' = R_{T2} + R_2$; a su vez $R_p = R_S || R_{T1}$. También debe tenerse en mente que la forma de esta ecuación se debe en gran medida a la suposición de que

$R'_2 \approx R'_1$ y $R_3 = R_4$. El procedimiento para obtener este resultado se encuentra en el apéndice B.1.

A continuación se obtiene el voltaje total de ruido a la salida y el voltaje total de ruido referido a la entrada. Para este circuito se tiene que $E_{n1} = E_{n2} = E_n/\sqrt{2}$, $E_n = 2.9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, $I_{n1} = I_{n2} = 0.55 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$, $R_S = 50 \text{ } \Omega$, $R_{T1} = 80.6 \text{ } \Omega$, $R_{T2} = 30.1 \text{ } \Omega$, $R_1 = R_2 = 59 \text{ } \Omega$ y $R_3 = R_4 = 887 \text{ } \Omega$.

Los resultados se presentan en la tabla 5.7, la cual muestra que la fuente de ruido más importante en este circuito es E_n , tanto a la entrada como a la salida del operacional, igual que en el circuito de la propuesta anterior. Una vez más, la regla número dos de la sección 3.4.1 nos sirve para concluir que la combinación de los resistores R_1 y R_2 también es una fuente considerable de ruido.

Fuente de ruido	Valor de ruido	Ganancia	Contribución de ruido a la salida	Contribución de ruido a la entrada
E_n	$2.9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	10.96	$31.77 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$5.25 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
I_{n1}	$0.55 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	887	$0.488 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0.081 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
I_{n2}	$0.55 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	887	$0.488 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0.081 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_1	$0.989 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	9.96	$9.85 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$1.63 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_2	$0.989 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	9.96	$9.85 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$1.63 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_3	$3.83 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	1	$3.83 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0.633 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_4	$3.83 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	1	$3.83 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0.633 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_S	$0.910 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	9.96	$5.59 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0.924 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_{T1}	$1.16 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	9.96	$4.42 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0.731 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_{T2}	$0.706 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	9.96	$7.03 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$1.16 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Contribución Total de Ruido			$36.52 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$6.04 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

Tabla 5.7: Tabulación de las fuentes de ruido presentes en el circuito de la figura 5.13 y sus contribuciones a los ruidos de salida y entrada. Datos obtenidos a partir de análisis teórico.

Nótese, en la tabla anterior, que las aportaciones de ruido de los resistores R_S y R_{T1} se ven afectadas por la acción del divisor de voltaje que conforman ambos resistores. De tal manera que el ruido aportado por R_S y R_{T1} sufre una atenuación antes de alcanzar la entrada del amplificador. El mismo efecto aplica también para la señal de interés.

Interfaz preamplificador-convertidor A/D

La regla número tres de la sección 3.4.1 ejemplifica la importancia de reducir el ancho de banda al mínimo para transmitir sólo el espectro de la señal de interés. Esto se debe, por una parte, a que los dispositivos activos suelen tener anchos de banda mucho más grandes que las señales de interés, y por otra, a que la potencia de los ruidos térmico y de disparo son proporcionales al ancho de banda. Esto ayuda a disminuir los efectos negativos que los dispositivos, tales como los amplificadores, tienen sobre el rendimiento de un sistema. La tabla 5.8 presenta los voltajes rms de ruido calculados, para lo cual se usan las densidades de ruido $E_{ni.p1}$, $E_{no.p1}$, $E_{ni.p2}$ y $E_{no.p2}$, obtenidas durante el desarrollo de las dos propuestas para el amplificador diferencial. Dichos voltajes se obtienen para

tres anchos de banda diferentes, el primero corresponde al ancho de banda que presenta el preamplificador (35 MHz), el segundo al de la velocidad nominal de muestreo del convertidor A/D (15 MHz) y el tercero corresponde a la primera zona de Nyquist del convertidor (7.5 MHz). La expresión que se ha usado para realizar estos cálculos es simplemente:

$$E_{n,rms} = E_n \times \sqrt{BW}$$

donde E_n corresponde a la densidad espectral de ruido (nV/\sqrt{Hz}) y BW es el ancho de banda (Hz).

BW	$E_{no,p1}$	$E_{ni,p1}$	$E_{no,p2}$	$E_{ni,p2}$	Unidades
35 MHz	145.65	24.61	216.01	35.73	μV_{rms}
15 MHz	95.35	16.11	141.44	23.39	
7.5 MHz	67.42	11.39	100.01	16.54	

Tabla 5.8: La tabla muestra los voltajes rms en los anchos de banda de 35 MHz, 15 MHz y 7.5 MHz, usando las densidades de ruido obtenidas en las propuestas anteriores.

Entonces, limitar el ancho de banda es importante por dos motivos: 1) Define la mínima señal rms que puede ser amplificada, lo cual ocurre cuando la señal es igual al valor rms del ruido total referido a la entrada, condición que define una SNR unitaria. Por ejemplo, si se desprecia el ruido $1/f$ del LTC6363 y de los resistores, entonces la mínima señal rms que puede ser amplificada por el amplificador diferencial se logra con el ancho de banda más reducido de 7.5 MHz, que para la propuesta uno es de $11.39 \mu V$, mientras que en el amplificador de la propuesta dos puede amplificar una señal mínima de $16.54 \mu V$, según los datos de la tabla anterior. 2) Reduce los efectos negativos que el ruido del preamplificador puede ocasionar sobre el rendimiento del convertidor A/D. Estos efectos han sido presentados en la sección 5.2.3.

En la sección 5.2.5 se menciona una forma simple para limitar el ancho de banda del preamplificador, la cual consiste en implementar un filtro RC de primer orden justo entre la salida del preamplificador y el convertidor A/D. Además, los elementos del filtro cumplen algunas otras funciones que son descritas en la misma sección.

La tarjeta de evaluación para el convertidor A/D LTC2387 incluye un filtro pasa bajas de primer orden implementado con capacitores de 82 pF y resistores de 10Ω , cuya frecuencia de corte corresponde a 194.09 MHz. Este ancho de banda es bastante amplio y excede las necesidades del circuito que se desarrolla en este trabajo. Por esta razón se considera necesario cambiar la frecuencia de corte del filtro y reducir el ancho de banda de 196.09 MHz a 7.5 MHz, que corresponde a la primera zona de Nyquist de la velocidad de muestreo del convertidor A/D.

En general, la elección del filtro RC apropiado depende en gran medida del convertidor A/D y del preamplificador específicos. A continuación se mencionan algunas recomendaciones provenientes de las hojas de especificaciones de los dispositivos, en base a las cuales se pueden limitar los valores de los componentes del circuito RC [86, 90]:

1. El tiempo de adquisición del convertidor A/D LTC2387 es de 27.7 ns. Por lo tanto, se debe cumplir que $\tau_{RC} < 27.7$ ns.

2. En un convertidor A/D tipo SAR, el tiempo para que la estructura de entrada alcance la estabilidad depende de la resolución del convertidor o número de bits. Cuando la entrada de un convertidor A/D se modela como un filtro RC de primer orden (figura 5.11), éste presenta su constante de tiempo correspondiente, $\tau_{ADC} = RC$. La tabla C.1 (apéndice C) enlista el número (k) requerido de constantes de tiempo para que la entrada se estabilice con una precisión dada (1 LSB). En el caso de una resolución de 18 bits la tabla muestra que k=12.48.
3. Durante el periodo de adquisición, cada entrada del convertidor presenta una carga capacitiva de aproximadamente 18 pF (C_{SA}), correspondiente al capacitor de muestreo, en serie con una resistencia de 28 Ω , correspondiente a la resistencia de encendido del interruptor de muestreo.
4. La entrada totalmente diferencial del convertidor tiene un rango de voltaje de $V_{FS} = \pm 4.096$ V.

Una vez más, los capacitores externos C_{FIL} deben minimizar el impacto de la inyección de carga sobre la salida del amplificador diferencial, generada por la estructura de entrada del convertidor durante al inicio del periodo de adquisición. También es crítico que al seleccionar el valor de C_{FIL} , lo hagamos de acuerdo a los requerimientos que impone el tiempo de adquisición del convertidor.

A continuación se calcula el valor ideal de C_{FIL} a partir de la ecuación para la carga almacenada en un capacitor, $Q = C \times V$. Dicho cálculo se realiza para el peor caso, esto es, suponiendo que la entrada máxima corresponde al rango de escala completa del convertidor y que el voltaje inicial del capacitor C_{SA} es de cero volts. Aunque es posible caracterizar la inyección de carga para el LTC2387, la suposición del peor caso tiene la ventaja de que el trabajo se puede aplicar a cualquier convertidor tipo SAR. La carga necesaria para cargar al capacitor de muestreo hasta el voltaje de entrada es:

$$Q_{SA} = C_{SA} \times V_{FS} = 18 \text{ pF} \times 8.192 \text{ V} = 147.456 \text{ pC} \quad (5.22)$$

El reservorio de carga provee al capacitor interno de muestreo con la carga necesaria para llegar al voltaje de entrada. Idealmente, el voltaje en el capacitor que es parte del filtro RC (C_{FIL}) presenta una caída menor que 0.5 LSB del voltaje de la fuente a la entrada del circuíto, V_S . En el peor de los casos $V_S = V_{FS}$, entonces:

$$0.5\text{LSB}_{V_{FS}} = (8.192/2^{18})/2 = 15.625 \text{ } \mu\text{V} \quad (5.23)$$

Debido a lo anterior, puede decirse que el capacitor C_{FIL} requerido para ser colocado frente al convertidor A/D tiene un valor de:

$$Q_{FIL} = C_{FIL} \times (0.5\text{LSB}_{V_{FS}}) \quad (5.24)$$

$$C_{FIL} = 147.456 \text{ pC}/15.625 \text{ } \mu\text{V} = 9.44 \text{ } \mu\text{F} \quad (5.25)$$

En este punto se puede cuestionar si el amplificador puede manejar una carga capacitiva tan alta como la que representan dos capacitores de 9.44 μF (uno por cada salida diferencial). Si se incorpora un resistor externo (R_{FIL}), entonces la constante de tiempo podría no ser lo suficientemente pequeña como para permitir a la señal de interés

estabilizarse con un margen de tiempo razonable. También se toma en cuenta que el costo de un capacitor con este valor, que cumpla con el resto de las características que recomienda el fabricante, se eleva un par de veces comparado con el costo de capacitores cuyas capacitancias están en el rango de los nF y menores.

Una solución al problema de valores altos de capacitancia para C_{FIL} es repartir la función de reservorio de carga entre el amplificador y el capacitor C_{FIL} , es decir, el amplificador proveera un porcentaje de la carga requerida por el capacitor de muestreo. Como punto de partida se propone que el capacitor C_{FIL} aporte 95 % de la carga mientras que el amplificador aportará el 5 % restante. Para ello se tiene que:

$$Q_{\text{FIL}} = C_{\text{FIL}} \times (0.05V_{\text{FS}}) \quad (5.26)$$

$$\begin{aligned} C_{\text{FIL}} &= 147.456 \text{ pC}/(0.05 \times 8.192 \text{ V}) \\ C_{\text{FIL}} &= 360 \text{ pF} \longrightarrow 390 \text{ pF} \end{aligned} \quad (5.27)$$

Dicho de otra manera, cuando el capacitor C_{FIL} provea carga a C_{SA} , el voltaje entre sus terminales presentará una caída menor al 5 %. El valor comercial más próximo, superior al valor calculado, es de 390 pF. En general, los diseñadores experimentados recomiendan que al elegir el valor para el capacitor externo se cumpla que $C_{\text{FIL}} \geq 20 \times C_{\text{SA}}$, de esta manera el amplificador diferencial deberá ser capaz de remplazar 5 % de V_{FS} en C_{FIL} durante el tiempo de adquisición, t_{ACQ} .

Ahora que se ha calculado un valor para el capacitor externo, el siguiente paso es calcular un valor apropiado para el resistor externo, R_{FIL} . Para ello es necesario conocer la constante de tiempo del convertidor (τ_{ADC}), el multiplicador de la constante de tiempo (k) y el valor del filtro externo (C_{FIL}). Usando estos datos, la constante de tiempo máxima para el filtro RC externo es de:

$$\tau_{\text{ADC}} = k \times \tau_{\text{FIL}} \quad (5.28)$$

$$\tau_{\text{FIL}} \leq 27.7 \text{ ns}/12.48 \quad (5.29)$$

$$\tau_{\text{FIL}} \leq 2.22 \text{ ns} \quad (5.30)$$

Además, la constante de tiempo para el filtro RC externo puede ser ligeramente más corta, digamos un 40 %, lo cual permite contar con un margen para disminuir cualquier error provocado por transitorios inducidos por la carga que maneja el amplificador y para estar dentro de los tiempos de estabilización que requieren las señales más pequeñas. Tomando en cuenta lo anterior, tenemos para el valor del resistor R_{FIL} que:

$$\begin{aligned} R_{\text{FIL}} &= (0.6 \times t_{\text{ACQ}})/(k \times C_{\text{FIL}}) \\ &= (0.6 \times 27.7 \text{ ns})/(12.48 \times 390 \text{ pF}) \\ R_{\text{FIL}} &= 3.41 \Omega \end{aligned} \quad (5.31)$$

Siguiendo la metodología anterior, se han calculado valores permisibles para C_{FIL} y R_{FIL} , sin embargo, un punto que se comentó al inicio de los cálculos es que el fabricante del amplificador diferencial recomienda que los resistores en la red de desacoplo deben ser de al menos 10Ω , ya que resistores más pequeños no amortiguaran de forma apropiada los transitorios generados por la carga del amplificador, prolongando el tiempo requerido para alcanzar el nivel de estabilidad adecuado.

Al observar las ecuaciones anteriores uno se percató de que no es posible obtener un valor de al menos 10Ω para el resistor R_{FIL} sin interferir drásticamente con la constante de tiempo del convertidor. Lo que se puede hacer es fijar el valor del resistor R_{FIL} y reducir a la mitad el margen de tiempo de τ_{ADC} , de 40 % a 20 %, para después calcular el nuevo valor del capacitor C_{FIL} . A partir de la ecuación (5.31) se tiene lo siguiente:

$$\begin{aligned} C_{\text{FIL}} &= (0.8 \times t_{\text{ACQ}})/(k \times R_{\text{FIL}}) \\ &= (0.8 \times 27.7 \text{ ns})/(12.48 \times 10 \Omega) \\ C_{\text{FIL}} &= 177.56 \text{ pF} \longrightarrow 180 \text{ pF} \end{aligned} \quad (5.32)$$

Con estos valores de capacitor y resistor se logra una constante de tiempo para el filtro RC:

$$\tau_{\text{RC}} = 10 \Omega \times 180 \text{ pF} = 1.8 \text{ ns} \quad (5.33)$$

La ecuación (5.27) puede ser usada para conocer cual será la caída de voltaje, respecto al voltaje V_{FS} , que se presentará entre las terminales del capacitor externo. Esto es:

$$\begin{aligned} V_{\text{C.FIL}} &= [147.456 \text{ pC}/(180 \text{ nF} \times 8.192 \text{ V})] \times V_{\text{FS}} \\ V_{\text{C.FIL}} &= 0.1V_{\text{FS}} \end{aligned} \quad (5.34)$$

El resultado anterior implica que el amplificador diferencial debe ser capaz de proveer el 10 % de la carga Q_{SA} durante cada ciclo de muestreo del convertidor A/D. Estos valores de C_{FIL} y R_{FIL} nos aseguran una constante de tiempo óptima, sin embargo, cuando calculamos la frecuencia de corte para este filtro RC tenemos que, aunque ésta se ha reducido, sigue siendo alta con un valor de:

$$f_{\text{RC}} = \frac{1}{(2\pi)(10)(180 \times 10^{-12})} = 88.42 \text{ MHz}$$

Debido a que el ancho de banda no puede reducirse más allá de los 80 MHz a través del filtro RC, la única alternativa disponible es realizar la reducción en el mismo amplificador diferencial. Para hacerlo usamos un par de capacitores (C_{F}) en los lazos de realimentación, en paralelo al resistor R_3 y R_4 .

En este punto del trabajo, el valor de los resistores $R_{\text{F}} = R_3 = R_4$ ya está definido en 887Ω . Aprovechando que, limitando el ancho de banda con este método, no tenemos grandes restricciones, podemos cerrar mucho más el ancho de banda hasta un punto, por ejemplo, que sólo permita pasar a la señal de interés (50 kHz) y sus primeros armónicos.

Nótese que en este momento se está tomando la frecuencia de 50 KHz como la frecuencia de la fundamental de la señal de interés, la cual se deriva del hecho de que a esta frecuencia de trabajo el detector presenta el menor ruido. Lo anterior indica que la frecuencia de lectura no es fija, por el contrario puede suceder que en el futuro el detector sea leído a velocidades más altas, siempre y cuando no aumente el ruido en la señal proveniente del detector.

Con lo anterior en mente, se propone un ancho de banda de 2 MHz, el cual garantiza que la señal actual de 50 kHz y sus armónicos pasen de forma íntegra. Al mismo tiempo se dispone de un margen en el ancho de banda que permite realizar pruebas involucrando lecturas a velocidades mayores. De tal manera que el capacitor C_F propuesto debe tener un valor de capacitancia de:

$$C_F = \frac{1}{(2\pi)(887)(2 \times 10^6)} = 89.72 \text{ pF} \quad (5.35)$$

El valor más cercano al previamente calculado puede ser uno de 82 pF, con el cual el circuito RC exhibe una frecuencia de corte ligeramente mayor a la propuesta, siendo de 2.19 MHz. Por último, como el ancho de banda queda definido por el amplificador diferencial, en principio no hay necesidad de cambiar los valores de los elementos que presenta la tarjeta de evaluación del convertidor A/D en la red del filtro RC externo.

En este punto se considera necesario mencionar lo que sucede con el ancho de banda del ruido de un filtro no-ideal. Para ello se introduce el concepto de Ancho de Banda Equivalente (ENBW, por sus siglas en inglés), el cual se trata del ancho de banda de un filtro ideal que básicamente dejaría pasar la misma potencia de ruido que el filtro no-ideal. Lo anterior quiere decir que el ancho de banda de un filtro siempre se extiende más allá de la frecuencia de corte del filtro por un factor que depende de la forma que tiene la zona de transición del filtro. La tabla D.1, presentada en el apéndice D, muestra la relación que existe entre el ancho de banda de ruido y la frecuencia de corte de un filtro tipo Butterworth cuyo número de polos va de uno a cinco. Nótese en la tabla que para dos polos, el ancho de banda del ruido y la frecuencia de corte del filtro están distanciadas un 11 % la una de la otra, mientras que para los filtros con mayor número de polos las cantidades son esencialmente las mismas [60, 66].

Con lo anterior en mente, se procede a realizar los cálculos tanto del ENBW como del ruido referido a la entrada y salida en este ancho de banda para los circuitos de las dos propuestas. Esto es:

$$BW = \frac{1}{(2\pi)(887)(82 \times 10^{-12})} = 2.19 \text{ MHz}$$

$$ENBW = BW \times 1.57 = 3.44 \text{ MHz}$$

La comparación de los resultados de las tablas 5.8 y 5.9 resaltan los beneficios de la reducción del ancho de banda de los circuitos. Nótese como se omite el ruido de los resistores que forman parte de la red RC que se coloca entre el preamplificador y el convertidor A/D. Esto se debe a que la contribución de ruido de estos elementos resulta despreciable. Usando los voltajes de ruido referidos a la salida, se procede a calcular la SNR para cada circuito propuesto.

ENBW	E_{no-p1}	E_{ni-p1}	E_{no-p2}	E_{ni-p2}	Unidades
3.44 MHz	45.63	7.71	67.69	11.20	μV_{rms}

Tabla 5.9: Voltajes rms en calculados en el ancho de banda efectivo, usando las densidades de ruido obtenidas en las tablas 5.4 y 5.7.

$$SNR_{p1} = 20\log\left(\frac{1.32}{45.63 \times 10^{-6}}\right) = 89.24 \text{ dB}$$

$$SNR_{p2} = 20\log\left(\frac{1.32}{67.69 \times 10^{-6}}\right) = 85.82 \text{ dB}$$

Los resultados anteriores permiten realizar el cálculo de la SNR que cada uno de los circuitos propuestos alcanzaría en combinación con el convertidor A/D, o dicho de una forma diferente, el efecto que los circuitos propuestos tienen sobre el rendimiento del convertidor. Estos cálculos son como sigue:

$$SNR_{Tp1} = -20\log\sqrt{10^{\frac{-95.7}{10}} + 10^{\frac{-89.24}{10}}} = 88.34 \text{ dB}$$

$$SNR_{Tp2} = -20\log\sqrt{10^{\frac{-95.7}{10}} + 10^{\frac{-85.82}{10}}} = 85.40 \text{ dB}$$

Se puede proseguir con el cálculo del número efectivo de bits del convertidor A/D que establecen el rendimiento dinámico de este dispositivo. Para ello se recurre a la ecuación 4.11:

$$ENOB_{Tp1} = \frac{88.34 - 1.76}{6.02} = 14.38 \text{ bits}$$

$$ENOB_{Tp2} = \frac{85.82 - 1.76}{6.02} = 13.96 \text{ bits}$$

Los cálculos anteriores sólo incluyen los efectos del ruido térmico, dejando fuera cualquier otra fuente de ruido presente, ya sea en el mismo dispositivo o en el convertidor. Por eso es importante tener en cuenta que los resultados mostrados apenas son una aproximación de la realidad, ya que durante la implementación física del circuito pueden presentarse otras fuentes de ruido como distorsión o interferencia, lo que puede afectar el rendimientos de forma negativa.

5.3.2. Simulación de los Diseños Propuestos

Las simulaciones son una herramienta de importancia a la hora de verificar y dar validez al trabajo teórico realizado en la sección anterior. Por ello, este apartado se dedica a la simulación se los circuitos propuestos en la sección anterior. Las simulaciones de los circuitos analógicos se realizan con ayuda del software LTspice, el cual es un simulador SPICE de alto rendimiento, soportado por la empresa Linear Technology y es de licencia libre.

Impedancia de entrada

La figura 5.14 presenta los diagramas esquemáticos de los circuitos que han sido propuestos durante la sección anterior y de los cuales se va a verificar su rendimiento. En la figura 5.14a se observa al amplificador diferencial LTC6363 con una red de componentes que le proporcionan características teóricas tales como: ganancia de voltaje $G = 5.91$ e impedancia de entrada $Z_{in} = 276.76 \Omega$ (es decir, su impedancia no está igualada con la impedancia de la fuente). Por otro lado, en la figura 5.14b se observa al LTC6363 rodeado por una red de componentes que, por diseño, le brinda una impedancia de entrada $Z_{in} = 50.02 \Omega$ (igualada con la de la fuente) y una ganancia de voltaje $G = 6.05$.

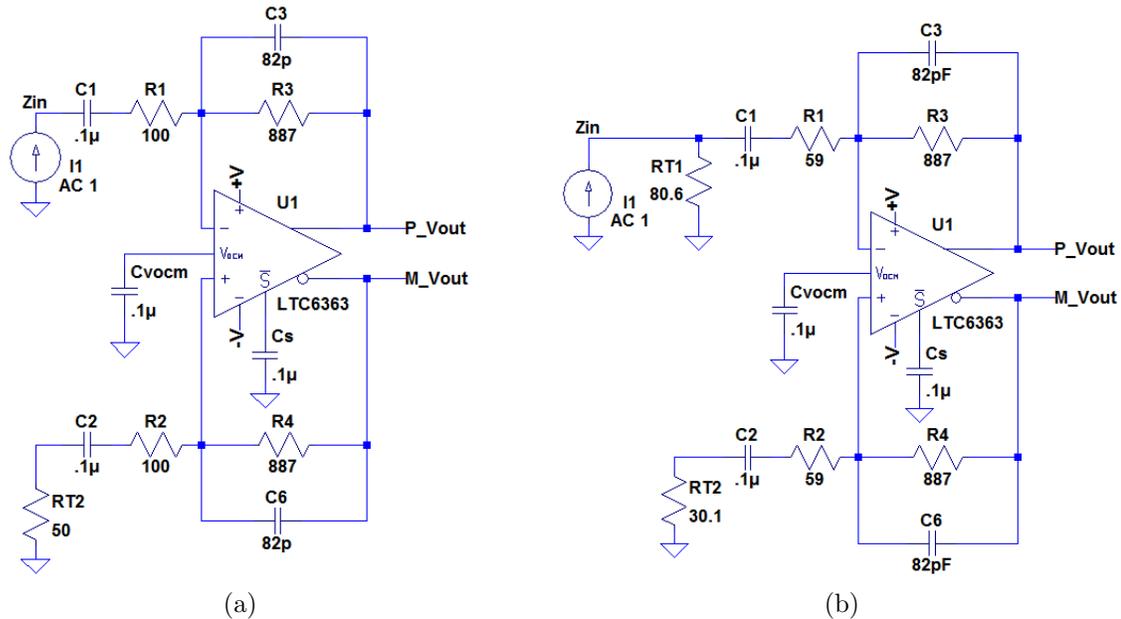
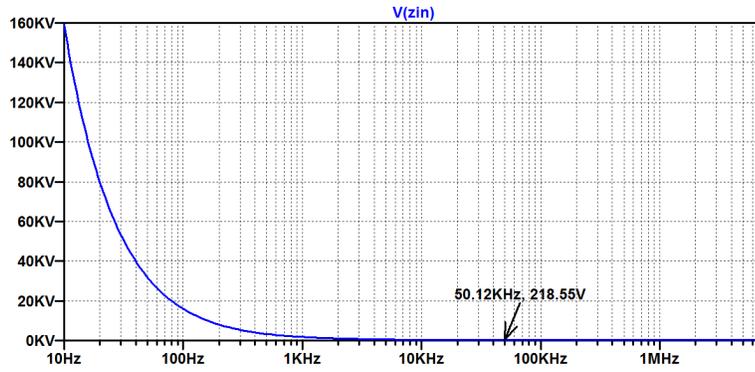
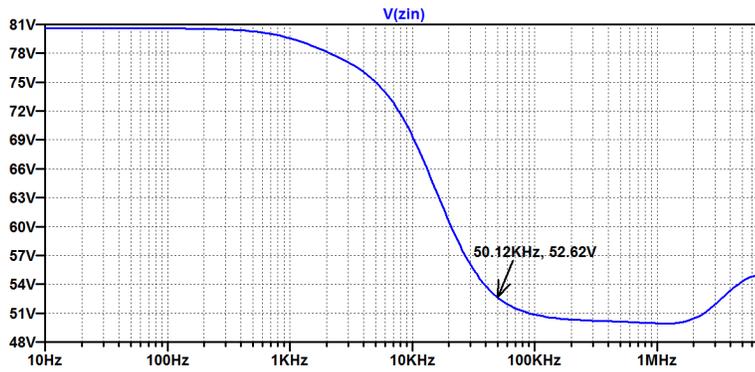


Figura 5.14: Diagramas del amplificador LTC6363 que serán usados durante las simulaciones: a) Impedancia de entrada no igualada con la de la fuente y ganancia de voltaje teórica $G=5.91$. b) Impedancia de entrada igualada con la de la fuente y ganancia de voltaje teórica $G=6.05$.

Para observar el comportamiento de la impedancia de entrada Z_{in} , una fuente de corriente unitaria se coloca a la entrada del circuito. El voltaje V_{zin} se grafica a partir de los datos generados por la simulación. Tomando en cuenta la ley de Ohm y que la fuente de corriente es unitaria, el voltaje V_{zin} es directamente proporcional al valor de la impedancia de entrada. Las curvas generadas para ambos casos pueden verse en la figura 5.15. Se observa como, a los 50 kHz la impedancia de entrada para el circuito sin impedancia igualada presenta un valor de 219Ω (figura 5.15a), mientras que el circuito con impedancia igualada presenta un valor más bajo de 53Ω (figura 5.15b). En general, la impedancia de entrada del primer circuito se encuentra en el rango de 230Ω a 213Ω en el ancho de banda de 30 kHz a 100 kHz. Mientras que la impedancia de entrada del segundo circuito está en el rango de los 55Ω a 50Ω evaluada en el mismo ancho de banda.



(a)



(b)

Figura 5.15: Impedancia de entrada, Z_{in} , para el LTC6363: a) Impedancia de entrada no-igualada con la de la fuente. b) Impedancia de entrada iguala con la de la fuente.

Ruido a la entrada del amplificador diferencial

La figura 5.16 muestra las curvas que describen la densidad espectral del voltaje de ruido a la entrada del amplificador diferencial para ambas versiones del diseño: con impedancia de entrada no-igualada (figura 5.16a) e impedancia de entrada igualada (figura 5.16b). La curva en ambas gráficas tiene la misma forma, observándose como el ruido $1/f$ domina en las bajas frecuencias hasta los 0.3 Hz y a partir de ese punto comienza a dominar el ruido blanco. Aunque la forma en ambas curvas es la misma, el ruido del amplificador con impedancia no igualada es menor que la otra versión del circuito y así se mantienen durante el resto de las gráficas. Por ejemplo, a lo 10 Hz la gráfica en 5.16a muestra un valor de $11.15 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ y en 5.16b se observa un valor de $18.07 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$, mientras que en 50 kHz las gráficas muestran 4.32 nV y 6.19 nV, respectivamente.

Puede decirse que el comportamiento de ambas gráficas está dentro de lo esperado. En un ejercicio de reflexión, se puede pensar que el nivel de ruido del circuito con impedancia de entrada no igualada, el cual no presenta el resistor R_{T1} , sea menor que el circuito con impedancia de entrada igualada, que sí cuenta con el resistor R_{T1} . Esto puede verificarse si se observa la figura 5.14. De tal manera que el circuito con impedancia de entrada balanceada presenta una mayor cantidad de ruido térmico (aportado

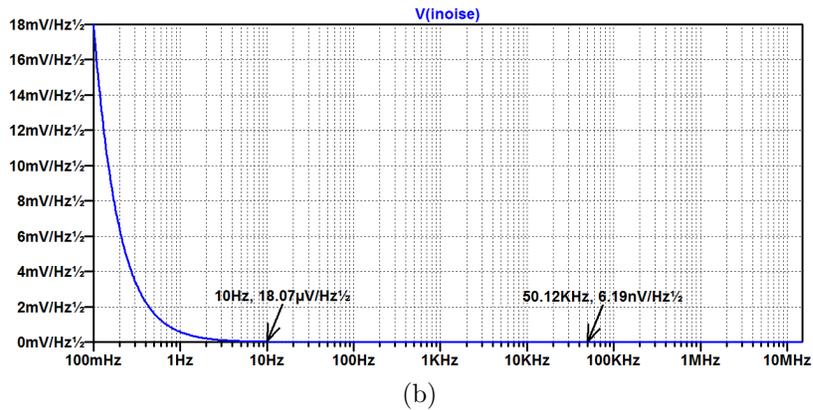
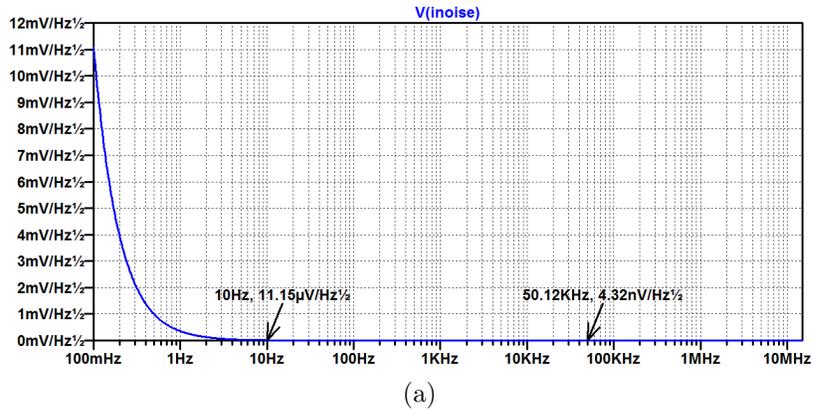


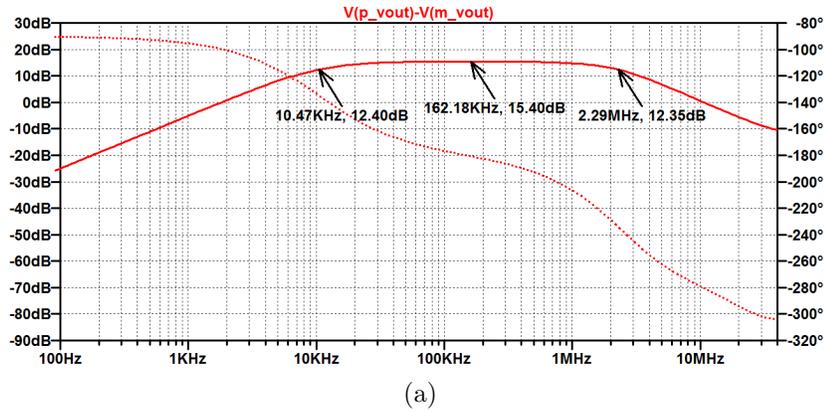
Figura 5.16: Densidad espectral de ruido a la entrada del LT6363: a) La impedancia de entrada no está igualada a la de la fuente. b) Con impedancia de entrada igualada con la de la fuente.

por los resistores) a la entrada del amplificador diferencial.

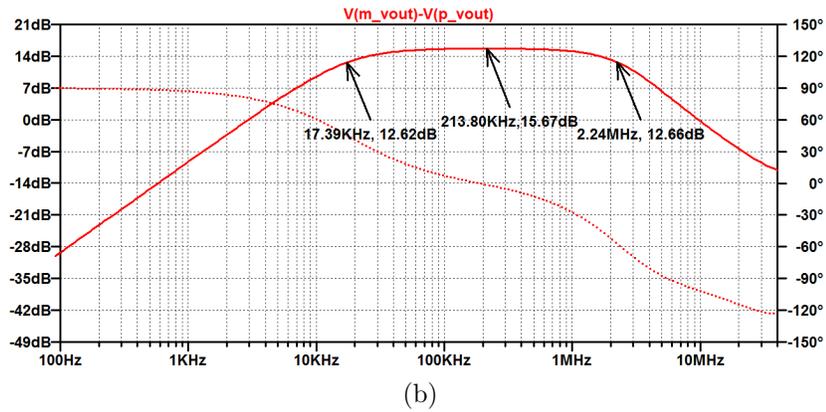
Ganancia de voltaje

El siguiente aspecto en revisión es la ganancia de voltaje, después el comportamiento del ruido a la salida del amplificador. La figura 5.17 presenta dos gráficos, siendo el de la parte superior el correspondiente a la ganancia de voltaje y la fase para el amplificador diferencial con $Z_{in} \neq R_S$, mientras que en la parte inferior de la misma figura se encuentran las curvas para la ganancia y fase del circuito con $Z_{in} = R_S$.

A primera vista se puede comprobar que ambos circuitos presentan la forma característica de un filtro tipo pasa banda. Lo cual encaja con lo visto durante la sección del diseño. Las frecuencias de corte para el circuito de la primera propuesta son $f_{L-p1} = 10.47$ kHz y $f_{H-p1} = 2.29$ MHz para una banda de paso de 2.28 MHz, con un punto máximo de 15.40 dB a los 162.18 kHz. Para el circuito de la segunda propuesta se tienen las frecuencias de corte $f_{L-p2} = 17.39$ kHz y $f_{H-p1} = 2.24$ kHz, para una banda de paso de 2.22 MHz, con una ganancia máxima de 15.67 dB a los 213.80 kHz. Basándose en lo anterior, puede decirse que el ancho de las bandas de paso de ambos circuitos son bastante similares, al igual que sus ganancias. Otra observación importante es que



(a)



(b)

Figura 5.17: Ganancia del amplificador diferencial: a) Para el circuito de la figura 5.14a. b) Para el circuito de la figura 5.14b.

con base en las gráficas de la ganancia, se puede suponer que el ancho de banda disponible para el manejo de las señales, que es el mismo ancho de banda para el ruido, se verá limitado por la forma del filtro pasa bajas y, por lo tanto, la densidad espectral del ruido también se verá reducida. Como fue mencionado en la sección anterior, un filtro no-ideal introduce un error en los cálculos del ancho de banda para el ruido, error que depende de la forma que tiene la zona de transición. Igual que durante la etapa de diseño, se usan los valores de la tabla D.1 (apéndice D) para calcular el ENBW de los dos circuitos bajo estudio. Con los resultados de las simulaciones se tiene que el ENBW del primer circuito corresponde a:

$$\text{ENBW}_{p1} = 2.28 \text{ MHz} \times 1.57 = 3.58 \text{ MHz} \quad (5.36)$$

Mientras que para el circuito de la propuesta dos se tiene:

$$\text{ENBW}_{p2} = 2.22 \text{ MHz} \times 1.57 = 3.49 \text{ MHz} \quad (5.37)$$

Ruido a la salida del amplificador

En la figura 5.18 se aprecian la densidad espectral de ruido (curva azul) y la ganancia de voltaje (curva roja) para los dos circuitos bajo estudio. El gráfico visto en

la figura 5.18a corresponde a los resultados de la simulación del circuito de la primera propuesta, mientras que el gráfico de la figura 5.18b corresponde a la simulación del circuito desarrollado como parte de la segunda propuesta. Comenzando con las curvas de la densidad espectral de ruido a la salida del amplificador, se aprecia como el ruido $1/f$ domina a bajas frecuencias en ambos circuitos, y que los niveles de ruido en esta zona son prácticamente iguales en ambas gráficas. Por ejemplo, a los 10 Hz ambas curvas presentan el mismo nivel de ruido de $62.17 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ y la situación continua igual hasta los 100 Hz, punto a partir del cual los niveles de ruido comienzan a diferir.

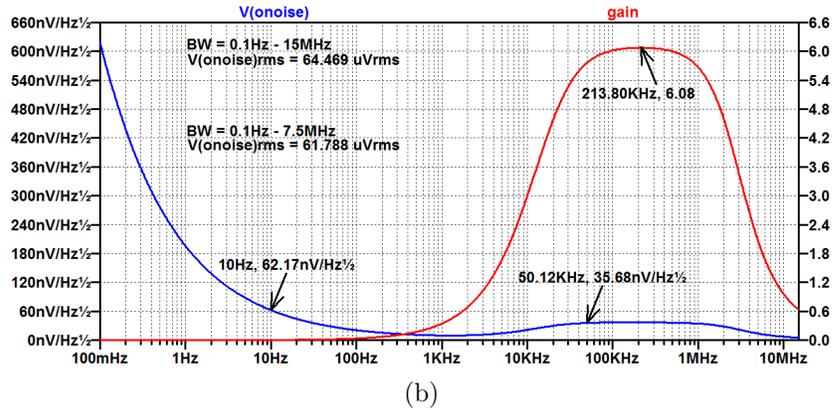
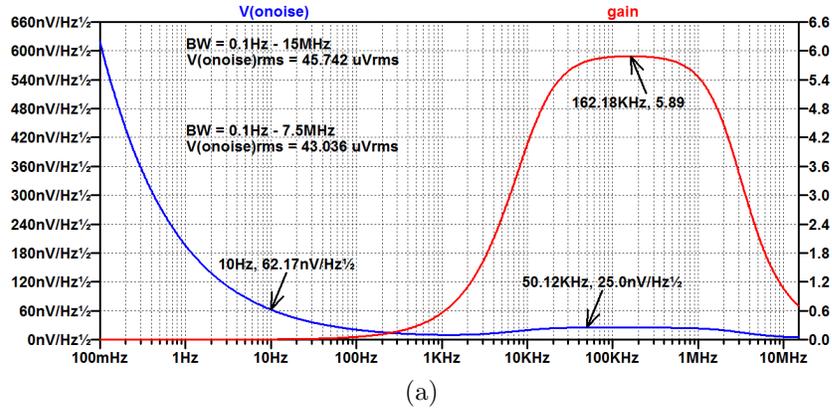


Figura 5.18: Ganancia y densidad espectral de ruido del LTC6363: a) Para el circuito de la figura 5.14a. b) Para el circuito de la figura 5.14b.

La diferencia se nota más conforme aumenta la frecuencia, por ejemplo, a los 50 kHz, la densidad espectral de voltaje de ruido a la salida del primer amplificador es de $25 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ mientras que a la salida del segundo amplificador el nivel es un poco mayor con $35.68 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Luego, LTspice permite calcular el valor del voltaje de ruido RMS, $E_{\text{no_rms}}$, sobre un ancho de banda definido. En este caso, el voltaje de ruido se ha calculado para dos anchos de banda diferentes: $E_{\text{no_p1_rms}}$ se calculó en el ancho de banda de 0.1 Hz a 15 MHz mientras que $E_{\text{no_p2_rms}}$ está calculado en el ancho de banda de 0.1 Hz a 7.5 MHz. Estos anchos de banda fueron seleccionados porque corresponden tanto a la velocidad de trabajo del ADC, f_s , como a $f_s/2$, respectivamente. En el ancho de banda de 15 MHz, los resultados de la simulación arrojan que el voltaje de ruido RMS para el circuito de la primera propuesta es de $45.74 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$ y para el circuito

de la segunda propuesta el valor es de $64.47 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$. En cambio, los voltajes de ruido calculados para un ancho de banda de 7.5 MHz son de $43.04 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$ para el primer amplificador y de $61.79 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$ para el segundo.

Una de las razones por las cuales se observa esta diferencia entre los voltajes rms de ruido es que el comportamiento de la ganancia en ambos circuitos es ligeramente distinto, siendo la ganancia del primer amplificador ligeramente menor a la ganancia del segundo. Lo anterior se puede apreciar a través de las curvas rojas en ambas gráficas de la figura 5.18 que, al igual que las curvas vistas en la figura 5.17, describen el comportamiento de la ganancia en ambos circuitos. Entonces, a través de las curvas de la figura 5.18 se confirma que la ganancia máxima del primer circuito ocurre a los 162.18 kHz con $G_{p1} = 5.89$, en tanto que en el segundo amplificador la ganancia máxima ocurre a los 213.80 kHz y tiene un valor de $G_{p2} = 6.08$.

En resumen, tanto el ruido a la entrada como la ganancia del primer amplificador presentan niveles menores que los mismos parámetros medidos en el segundo amplificador, razón por la cual el nivel nivel de ruido a la salida del primer amplificador es menor que el ruido a la salida del segundo.

Como resultado de las simulaciones anteriores, a continuación se presentan las tablas 5.10 y 5.11, las cuales enlistan las fuentes de ruido presentes en los circuitos de la figura 5.14 y las contribuciones de ruido de cada una de estas fuentes al ruido de entrada y salida, tanto del amplificador con $Z_{\text{in}} \neq R_S$ (tabla 5.10) como para el amplificador con $Z_{\text{in}} = R_S$ (tabla 5.11). Nótese como los resultados de las simulaciones corroboran y validan el desarrollo teórico de la sección anterior y del cual se desprenden los amplificadores simulados hasta este punto. Lo anterior se puede constatar comparando los resultados teóricos contenidos en las tablas 5.4 y 5.7 contra los resultados de las simulaciones enlistados en las tablas 5.10 y 5.11, respectivamente.

Fuente de ruido	Contribución de ruido a la salida	Contribución de ruido a la entrada
E_{AMP}	$20.51 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$3.48 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_1	$7.58 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$1.29 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_2	$7.58 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$1.29 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_3	$3.83 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0.650 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_4	$3.83 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0.650 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_S	$5.36 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0.910 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_{T2}	$5.36 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0.910 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Ruido Total	$24.95 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$4.24 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

Tabla 5.10: Tabulación de las fuentes de ruido presentes en el circuito de la figura 5.14a y sus contribuciones a los ruidos de entrada y salida. Datos obtenidos a partir de la simulación del circuito.

La tabla 5.12 muestra los voltajes rms de ruido a la salida y a la entrada de cada amplificador, $E_{\text{no.p1}}$, $E_{\text{no.p2}}$, $E_{\text{ni.p1}}$ y $E_{\text{ni.p2}}$. Estos voltajes están calculados para los anchos de banda: 35 MHz, 15 MHz y 7.5 MHz. Se observa que las variaciones son pequeñas entre cada uno de los resultados, lo cual se atribuye a que la respuesta del amplificador corresponde a la de un filtro paso banda con ancho de banda de ≈ 2 MHz,

Fuente de ruido	Contribución de ruido a la salida	Contribución de ruido a la entrada
E_{AMP}	32.13 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	5.28 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
R_1	9.74 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	1.60 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
R_2	9.75 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	1.60 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
R_3	3.84 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0.632 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
R_4	3.81 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0.627 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
R_S	5.53 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0.910 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
R_{T1}	4.36 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0.910 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
R_{T2}	6.96 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0.717 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Ruido Total	36.74 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	6.35 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

Tabla 5.11: Tabulación de las fuentes de ruido presentes en el circuito de la figura 5.14b y sus contribuciones a los ruidos de entrada y salida. Datos obtenidos a partir de la simulación del circuito.

por lo cual la aportación del ruido fuera de la banda de paso es pequeña. Puede decirse que el ancho de banda del sistema es de 2 MHz.

BW	$E_{no.p1}$	$E_{ni.p1}$	$E_{no.p2}$	$E_{ni.p2}$	Unidades
35 MHz	48.83	8.29	66.88	11.00	μV_{rms}
15 MHz	45.74	7.77	64.47	10.60	
7.5 MHz	43.04	7.31	61.79	10.16	

Tabla 5.12: Voltajes rms de ruido medidos en los anchos de banda de 35 MHz, 15 MHz y 7.5 MHz. Estos resultados provienen de los datos obtenidos en las simulaciones de los circuitos propuestos.

Amplificador-Interfaz-Convertidor

La ganancia de voltaje y los voltajes rms de ruido, tanto a la entrada como a la salida, se presentan a través de la tabla 5.13. Los datos en esta tabla pueden ser comparados con los de la tabla 5.12 para comprobar que las aportaciones de ruido por parte de los elementos en la interfaz son bajas, prácticamente despreciables. De igual manera, el amplificador establece la ganancia del sistema constituido por amplificador, interfaz y convertidor.

5.4. Toma y Visualización de Datos

Hasta este punto, el presente trabajo hace uso de modelos teóricos y simulaciones para abordar el problema del diseño de una electrónica apropiada para recibir la señal de video proveniente de un CCD, que forma parte de un detector de partículas (WIMPs en el caso de DAMIC y neutrinos en el caso de CONNIE). Dicho de otra manera, los resultados del diseño teórico se han puesto a prueba y han sido validados mediante la

BW	$E_{no.p1}$	$E_{ni.p1}$	$E_{no.p2}$	$E_{ni.p2}$	Unidades
35 MHz	49.98	8.49	67.85	11.16	μV_{rms}
15 MHz	45.93	7.80	64.68	10.64	
7.5 MHz	43.11	7.32	61.89	10.18	

Tabla 5.13: Voltajes rms de ruido medidos en los anchos de banda de 35 MHz, 15 MHz y 7.5 MHz. Estos resultados provienen de los datos obtenidos en las simulaciones de los circuitos que incluyen amplificador, interfaz y convertidor A/D. La ganancia de voltaje para el circuito de la propuesta número 1 corresponde a $G_{s1} = 5.89$, mientras que para el circuito de la propuesta 2 se tiene que $G_{s2} = 6.08$

implementación de software que permite simular el comportamiento del sistema propuesto.

El siguiente paso de este trabajo es llevar a cabo una implementación física de los modelos propuestos y simulados. El propósito de esta última etapa es la de obtener argumentos sólidos que sustenten y validen el diseño propuesto. Aunque también es posible que, con base en los resultados, se concluya que alguno o ambos diseños resulten no ser apropiados para cumplir con los objetivos planteados al inicio de esta tesis.

5.4.1. Montaje experimental

La filosofía de diseño adoptada para abordar los retos planteados dentro de este trabajo alienta el uso de tarjetas de evaluación que los fabricantes ponen a disposición de los diseñadores de hardware que desean usar alguno de sus componentes. En el caso específico de este trabajo, se han adquirido las tarjetas de evaluación DC2290A (convertidor A/D) y DC2319A (amplificador diferencial), así como la tarjeta DC718C [93] que es el circuito controlador del convertidor A/D. Las primeras dos tarjetas se conectan entre ellas a través de conectores tipo SMA; mientras que la tarjeta del convertidor A/D se conecta a su controlador a través de conectores tipo header incorporados que ambas tarjetas tienen incorporados de fabrica.

Montaje experimental

En el montaje se incluye un generador de señales arbitrarias modelo AFG3252 de la marca Tektronic [94], así como una fuente de poder de DC modelo 1760A de la marca BK Precision [95]. El generador de funciones provee dos señales. La primera es una señal de reloj requerida por el convertidor A/D. Esta señal debe ser cuadrada o senoidal, con amplitud de 2.5 Vpp y frecuencia de 15 MHz (dado que la frecuencia de muestreo será de 15 MSPS). La segunda señal proporcionada por el generador es una señal senoidal, usada como señal de prueba, que se alimenta al amplificador diferencial a través de su entrada inversora. Esta señal cuenta con una frecuencia de 50.010681152 kHz y su amplitud se ajusta manualmente según los requerimientos del circuito que está siendo evaluado, tomando la precaución de que el convertidor no alcance un nivel de saturación. Es una práctica común en los laboratorios de los fabricantes y diseñadores de circuitos inyectar señales de prueba cuya amplitud sea tal que el convertidor A/D alcance un nivel

correspondiente a -1 dBFS o -0.5 dBFS. El fabricante reporta que las especificaciones dadas en la hoja de datos del LTC2387 se obtuvieron usando señales de prueba que llevan al convertidor a -1 dBFS, por ese motivo, la señal senoidal de prueba en los experimentos realizados para este trabajo llevan al convertidor A/D al mismo nivel. Cabe recalcar que dicha amplitud no es la misma para los dos circuitos bajo análisis, sino que depende de la ganancia de voltaje del preamplificador, la cual es ligeramente diferente en cada circuito.

Otro punto importante acerca de la señal de prueba es su frecuencia, la cual ya se dijo es de 50.010681152 kHz. La razón para trabajar con esta frecuencia es que durante el análisis no se busca hacer muestreo incoherente, sino muestreo coherente. Linear Technology menciona en su portal que este tipo de muestreo es un problema común por el cual la gente tiende a pensar que las especificaciones de los componentes que adquiere no están a la altura de lo que exhiben sus hojas de datos. En resumen, el muestreo incoherente se realiza cuando se muestrean periodos incompletos de la señal de prueba. En el dominio de la frecuencia, esto se traduce en un “esparcimiento” de frecuencias y degradación importante de la SNR, aunque dicha degradación es sólo un “artilugio” de la matemática y no un problema de rendimiento del convertidor A/D.

Una forma de evitar el problema anterior es mediante la implementación de una función de ventaneo sobre los datos adquiridos. Tal función aplica un factor de peso a las muestras discretas para exagerar el centro de la colección y atenuar los extremos. Lo anterior tiene dos finalidades: 1) suprimir los periodos incompletos causantes del esparcimiento de frecuencias y 2) aplanar el piso de ruido. El ventaneo corrige la señal de manera que la SNR resultante también es la correcta; sin embargo, también presenta la desventaja de que la potencia de la fundamental se distribuye entre las muestras vecinas, por lo cual la potencia total en la muestra de la fundamental será reducida. La pérdida de potencia dependerá de la función de ventaneo que sea implementada; por ejemplo, una ventana Blackman-Harris de 92 dB reducirá la potencia de la fundamental en 6 dB, que se distribuirán en las muestras vecinas que rodean a la fundamental. La potencia total puede encontrarse si se integran dichas muestras.

Para evitar el muestreo incoherente, sin tener que implementar ventaneo, se usa una señal coherente que se encuentra con ayuda de la siguiente ecuación:

$$\frac{f_{IN}}{f_S} = \frac{M_{\text{ciclos}}}{N_{\text{muestras}}} \quad (5.38)$$

Donde f_{IN} es la frecuencia de la señal de entrada, f_S es la frecuencia de muestreo y N_{muestras} es el tamaño de la transformada. M_{ciclos} debe ser un número entero. La ecuación puede resolverse ingresando las variables conocidas f_{IN} , f_S y N_{muestras} . Esto dará un número decimal para M_{ciclos} . La frecuencia apropiada puede calcularse redondeando este valor al entero más cercano y resolviendo nuevamente para f_{IN} . El resultado se ingresa al generador de funciones. Otra forma de obtener la frecuencia adecuada es a través del software PScope que incorpora una calculadora de frecuencia coherente con una precisión de hasta 13 decimales, útil para calcular frecuencias coherentes del orden de kHz, como es el caso de este trabajo.

Usando la ecuación 5.38 se tiene que:

$$M_{\text{ciclos}} = \left(\frac{f_{\text{IN}}}{f_{\text{S}}} \right) N_{\text{muestras}} = \left(\frac{50 \text{ kHz}}{15 \text{ MSPS}} \right) \cdot 131072 = 436.97$$

Entonces se toma $M_{\text{ciclos}} = 437$ y se vuelve a calcular f_{IN} , sustituyendo este nuevo valor en 5.38. Lo que da como resultado:

$$f_{\text{IN}} = \left(\frac{437}{131072} \right) \cdot 15 \text{ MSPS} = 50.010681152 \text{ kHz}$$

Este valor para f_{IN} es el que será introducido en el generador de funciones y el que garantiza que se va a realizar muestreo coherente de la señal de prueba.

Para llevar las señales desde el generador de funciones hasta las tarjetas de evaluación se usan: un cable BNC/BNC de 3 ft de largo para la señal de reloj y un cable SMA/BNC de 24" de largo para la señal de prueba que va hacia el amplificador; cabe mencionar que estos cables también han sido adquiridos y son de fabricación profesional.

Por otra parte, para llevar los voltajes de polarización hacia las tarjetas se usan cables banana-caiman, de diferentes longitudes, que son más bien de fabricación casera. Respecto a estos voltajes de polarización, a la tarjeta del amplificador se le suministran los voltajes +6 V, -2 V y GND y a la tarjeta del convertidor se le suministran los voltajes +6 V y GND; mientras que, los voltajes requeridos por la tarjeta controladora se suministran a través de un cable tipo USB que interconecta a dicha tarjeta con una unidad de computo, la cual también es parte del montaje experimental. Esta última conexión es necesaria para realizar la transferencia de datos hacia la computadora. Para finalizar, en este caso la unidad de computo es una laptop cuenta con el software PScope, el cual ayuda a establecer la comunicación entre la tarjeta controladora y la computadora y permite desplegar, visualizar y almacenar los datos. PScope es proporcionado por Linear Technology y es gratuito. La figura 5.19 muestra los elementos del montaje mencionados en los párrafos anteriores, a excepción de los cables de alimentación de señales y de polarización.

5.4.2. Los circuitos a implementar

Los circuitos a implementar son dos, el primero está representado a través de los diagramas 5.8b y 5.14a. La característica distintiva de este circuito consiste en que la impedancia de entrada del preamplificador, Z_{in} , no está igualada con la impedancia de la fuente, sino que más bien, la impedancia de la fuente se toma en cuenta como parte de R_{I} a la hora de calcular la ganancia total de voltaje que tendrá el amplificador.

El segundo circuito tiene como característica distintiva que la impedancia de entrada del preamplificador sí está igualada con la de la fuente, es decir, $Z_{\text{in}} = R_{\text{S}}$. El diagrama de este circuito se puede observar en las figuras 5.12 y 5.14a. La tabla 5.14 contiene valores y tolerancias de los resistores y capacitores que se usan para cada uno de los circuitos propuestos.

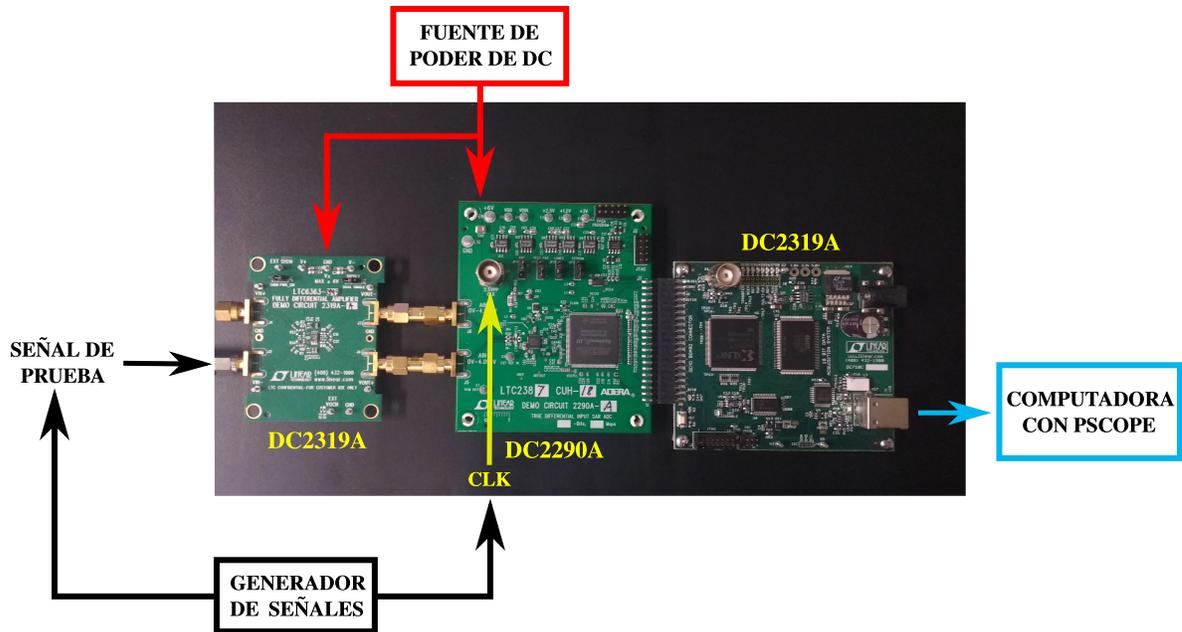


Figura 5.19: Elementos del montaje experimental usado para realizar pruebas de validación de los diseños propuestos para la etapa de adquisición de la señal de video proveniente del CCD. De izquierda a derecha se aprecian las tarjetas de evaluación del amplificador diferencial LTC6363, del convertidor A/D LTC2387 y la tarjeta que controla al convertidor A/D. Esta última se conecta vía USB a una computadora que cuenta con el software PScope de LT. En la imagen se señalan los puntos a donde llegan la señal de reloj, la señal senoidal de prueba y los voltajes de polarización.

5.4.3. Primer acercamiento a los datos: ganancia y ruido

Una vez que cada montaje está listo, se procede a inyectar los voltajes y señales descritos en la sección anterior. Los datos resultantes de cada implementación se han guardado y con ellos se realizarán diferentes análisis. El primero de ellos se realiza con el objetivo de determinar la ganancia del preamplificador a la entrada del circuito. La figura 5.20 presenta la respuesta del circuito a la señal senoidal de prueba y en ella se puede observar que ambas señales presentan prácticamente la misma amplitud, lo cual no es de extrañar si se recuerda que ambos circuitos llevan al convertidor al mismo nivel de -1 dB. En este caso, las unidades del *eje x* son “número de muestras” mientras que las del *eje y* son “unidades analogico-digitales” (ADUs, por sus siglas en inglés).

A continuación se realiza el cálculo de la ganancia que presenta cada uno de los circuitos. Para ello se considera que las pérdidas que sufre la señal en su camino desde el generador de funciones hasta la entrada del preamplificador son despreciables. En el caso del segundo circuito, recordemos que éste presenta una red de entrada que iguala la impedancia de entrada del preamplificador con la impedancia de la fuente. Por lo tanto, la señal de prueba sufre una atenuación en su paso a través de esta red, lo que se traduce en un cierto nivel de pérdidas que se verán reflejadas en una ganancia menor. A partir de estas consideraciones se desprende que las pérdidas introducidas por el cable y por los conectores a través de los cuales viaja la señal de prueba, son despreciables. Esto

Elemento	Circuito $Z_{IN} \neq Z_S$	Circuito $Z_{IN} = Z_S$	Tolerancia
R_1	100 Ω	59 Ω	1 %
R_2	100 Ω	59 Ω	1 %
R_3	887 Ω	887 Ω	1 %
R_4	887 Ω	887 Ω	1 %
R_5	10 Ω	10 Ω	1 %
R_6	10 Ω	10 Ω	1 %
R_{T1}	–	80.6 Ω	1 %
R_{T2}	50 Ω	30.1 Ω	1 %
C_1	0.1 μF	30.1 Ω	10 %
C_2	0.1 μF	30.1 Ω	10 %
C_3	0.1 μF	30.1 Ω	10 %
C_4	82 pF	82 pF	10 %
C_5	82 pF	82 pF	10 %
C_6	82 pF	82 pF	10 %
C_{vocm}	82 pF	82 pF	10 %

Tabla 5.14: Valores de resistores y capacitores que componen la red de los amplificadores presentes en los dos circuitos bajo análisis. Aquí, tanto los resistores R_5 y R_6 como los capacitores C_5 y C_6 , son los componentes que conforman el filtro antialiasing que se encuentra presente entre el preamplificador y el convertidor A/D.

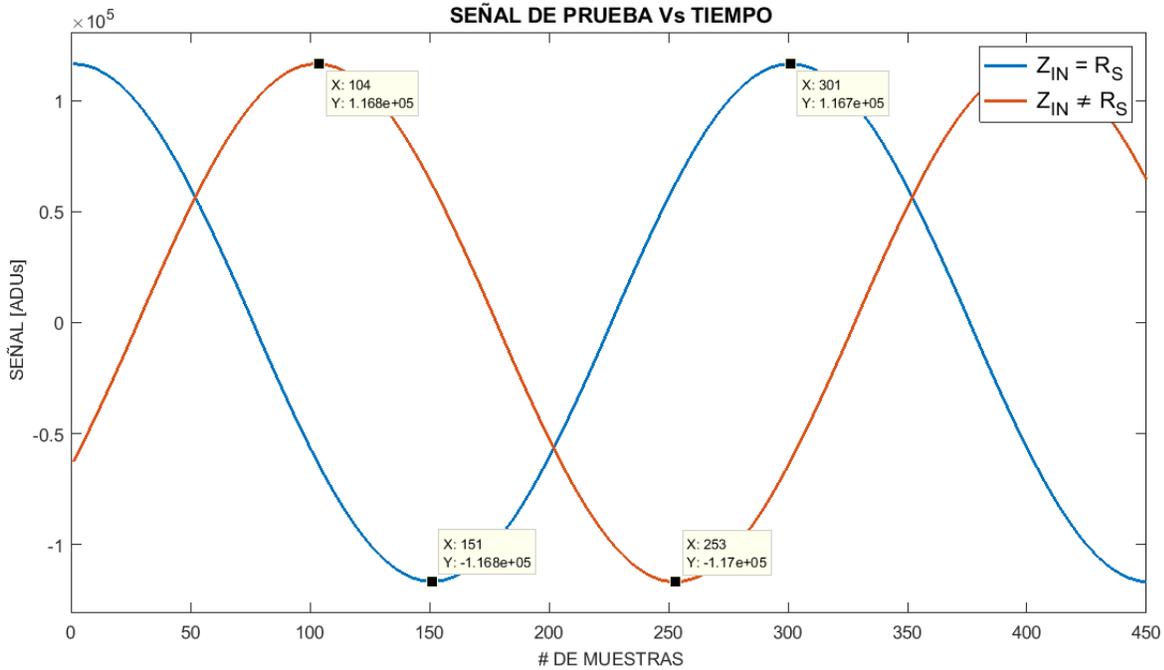


Figura 5.20: Primera vista de los datos recopilados durante la implementación de los circuitos. La gráfica sirve para comparar, en el dominio del tiempo, la respuesta de los dos circuitos bajo análisis.

último resulta cierto ya que el conector BNC en el extremo del generador de señales introduce un pérdida máxima de apenas 0.03 dB, mientras que cada conector SMA presenta pérdidas de inserción de 0.02 dB.

En la figura 5.20 se observa que ambos circuitos presentan una amplitud pico a pico de $\approx 2 \times (1.17 \times 10^5)$ ADUs. La traducción de este valor a un voltaje se realiza tomando en cuenta que cada ADU equivale a:

$$1 \text{ ADU} = \frac{V_{\text{FS}}}{2^N} = \frac{4.196 \text{ V}}{2^{18}} \approx 16.01 \mu\text{V}$$

donde V_{FS} es el voltaje de escala completa y N es el número de bits del convertidor. Ambos datos pueden ser corroborados en la hoja de especificaciones del LTC2387.

La amplitud, A , de las señales en la figura 5.20 corresponde a:

$$A \approx 2 \times 1.168 \times 10^5 \times 16.01 \approx 3.74 \text{ V}_{\text{pp}}$$

Ahora, la amplitud de las señales de prueba en el generador es de $V_{S1} = 635 \text{ mVpp}$ para el primer circuito y de $V_{S2} = 650 \text{ mVpp}$ para el segundo. Con esta información se puede determinar que la ganancia del primer circuito es

$$G_{C1} = \frac{3.74}{0.635} \approx 5.89$$

La ganancia del segundo circuito es:

$$G_{C2} = \frac{3.74}{0.650} \approx 5.75$$

Estas ganancias serán útiles para determinar el nivel de ruido de cada circuito. Para ello, se ejecuta el algoritmo del MDCD sobre los mismos datos con los cuales se han generado las gráficas de la figura 5.20. El resultado se muestra a través de la figura 5.21, donde se observa que las curvas resultantes tienen una forma que es característica de la respuesta a la implementación de esta técnica y sugiere que la aplicación del algoritmo ha sido adecuada. En estas gráficas se puede ver que el tiempo de integración para el cual se presenta la menor cantidad de ruido es $\approx 20 \mu\text{s}$. Este tiempo corresponde al periodo de la señal de prueba 50 kmPS, que es igual al periodo de la señal de video generada por los detectores de los experimentos DAMIC y CONNIE.

La figura 5.22 presenta un acercamiento a la zona donde se presenta el menor nivel de ruido en ambas gráficas. En ella se puede observar que el nivel de ruido más bajo en el primer circuito ($Z_{\text{IN}} \neq R_{\text{S}}$) es de 61.99 ADUs, mientras que para el segundo circuito ($Z_{\text{IN}} = R_{\text{S}}$) tiene un valor mínimo de 48.32 ADUs. Estos valores se usan para obtener la cantidad de ruido en unidades de e^- , las cuales resultan de mayor utilidad por la naturaleza de este trabajo. Hay que recordar que el nivel de ruido del sistema de lectura Monsoon (actualmente utilizado para leer los detectores de DAMIC y CONNIE) está especificado en unidades de e^- , y convertir los valores de ruido de las propuestas a estas unidades permitirá hacer una comparación directa de rendimiento.

La transformación de unidades ADU hacia e^- requiere que se hagan las siguientes suposiciones en cuanto al montaje experimental: 1) La señal no proviene de un generador

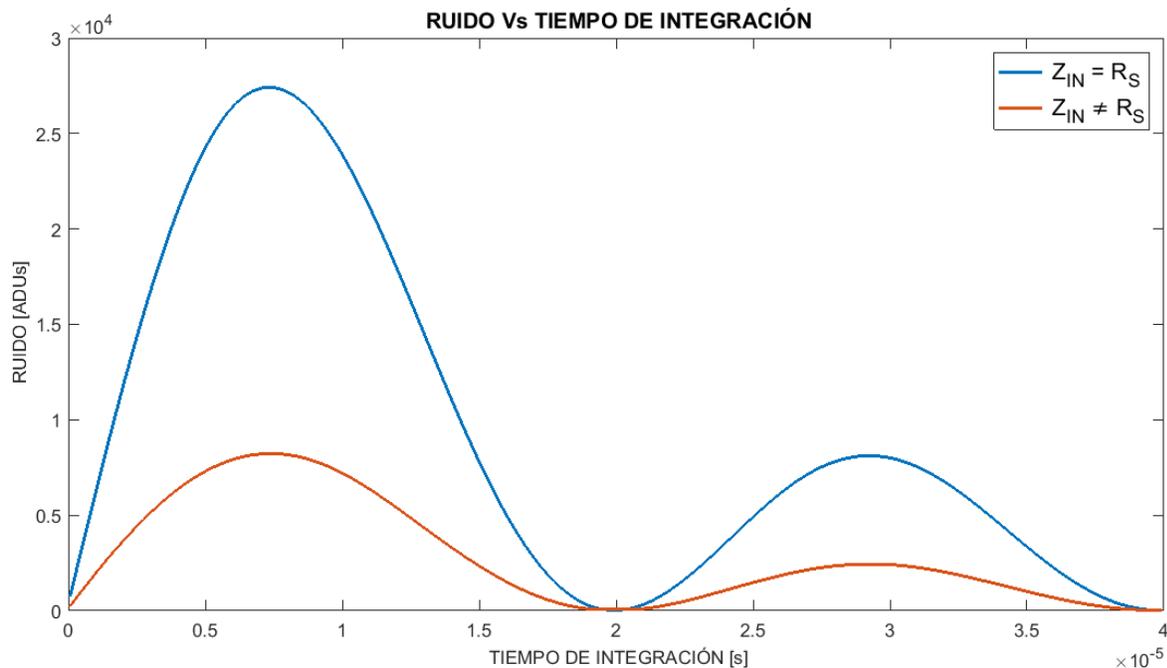


Figura 5.21: Las gráficas en esta figura son el resultado de aplicar el algoritmo del MDCD a los datos mostrados a través de la figura 5.20. El eje *y* corresponde al valor de ruido, está dado por la desviación estándar y sus unidades son las ADUs. El eje *x* representa el tiempo de integración de la señal y aparece en unidades de segundos.

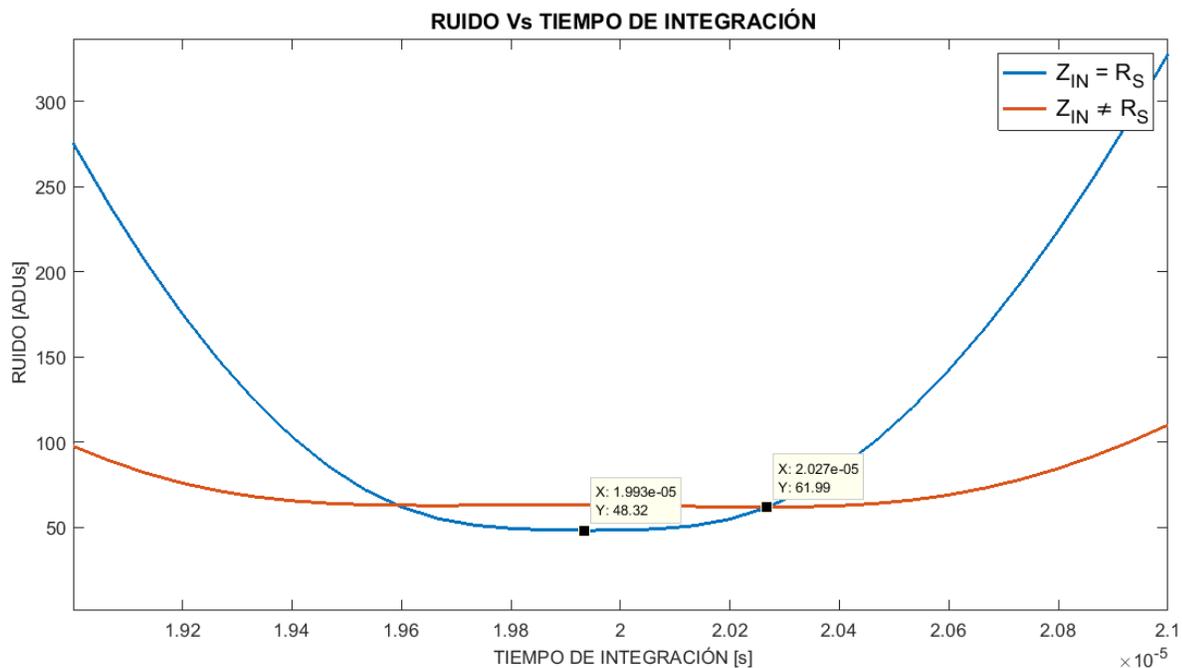


Figura 5.22: Acercamiento a la gráfica de la figura 5.21 en la zona donde se presenta el menor nivel de ruido, es decir, la zona cerca de los 20 μ s.

de funciones, sino de un CCD. 2) El nodo de salida del CCD cuenta con una sensibilidad de $2.11 \mu\text{V}/e^-$. 3) En su camino, la señal ha pasado por una etapa de preamplificación con ganancia $G_0 = 4.5$, la cual corresponde a la ganancia que aporta el cable flexible que conecta al CCD con el sistema Monsoon. 4) El voltaje de la señal de prueba presente a la entrada nuestros circuitos (635 mVpp para el primero y de 650 mVpp para el segundo) corresponde al voltaje de una señal proveniente de un CCD, la cual ha pasado por la etapa de preamplificación mencionada en el punto anterior. Como se dijo, las suposiciones 2 y 3 tienen que ver con etapas de ganancia presentes en el nodo de salida del CCD y en un amplificador situado en uno de los extremos del cable que interconecta al CCD con el sistema Monsoon.

A continuación, se siguen tres pasos para calcular el nivel de ruido, en unidades de e^- , del primer circuito: 1) calcular la ganancia del sistema hasta la etapa del preamplificador [$\mu\text{V}/e^-$]; 2) calcular la ganancia en unidades de ADU/e^- haciendo uso de la sensibilidad del convertidor A/D; 3) calcular el ruido del sistema usando el resultado del punto anterior y los datos de la gráfica en la figura 5.22.

$$2.11[\mu\text{V}/e^-] \times 4.5 \times 5.89 = 55.93 [\mu\text{V}/e^-]$$

$$G_{\text{C1_ADU}} = 55.93[\mu\text{V}/e^-]/16.01[\mu\text{V}/\text{ADU}] = 3.49[\text{ADU}/e^-]$$

$$\text{Ruido}_{\text{C1}} = 61.99 [\text{ADU}]/3.49[\text{ADU}/e^-] = 17.72[e^-]$$

Los pasos anteriores también se usan para calcular el ruido del segundo circuito:

$$2.11[\mu\text{V}/e^-] \times 4.5 \times 5.75 = 54.60 [\mu\text{V}/e^-]$$

$$G_{\text{C2_ADU}} = 54.60[\mu\text{V}/e^-]/16.01[\mu\text{V}/\text{ADU}] = 3.41[\text{ADU}/e^-]$$

$$\text{Ruido}_{\text{C2}} = 48.32 [\text{ADU}]/3.41[\text{ADU}/e^-] = 14.17[e^-]$$

5.4.4. Consideraciones acerca del ruido

Los resultados anteriores indican que el nivel de ruido de ambas propuestas, en unidades de electrones, es mayor que el del sistema Monsoon, cuyo ruido de lectura está ligeramente debajo de $2 e^-$. A continuación se exponen algunas observaciones respecto a elementos del montaje que pudieron afectar de forma negativa la adquisición de datos y el rendimiento de los circuitos propuestos.

Las imágenes 5.23 y 5.24 muestran la transformada de Fourier aplicada a los datos adquiridos con los circuitos $Z_{\text{IN}} \neq R_{\text{S}}$ y $Z_{\text{in}} = R_{\text{S}}$, respectivamente. Ambas comparten características tales como: 1) el convertidor A/D presenta un nivel de -1 dBFS ; 2) el piso de ruido para ambas adquisiciones está ubicado en $\approx -113 \text{ dBFS}$; 3) las adquisiciones se ven afectadas por la presencia de ruido debido a interferencia; 4) todos los parámetros relacionados a la conversión analógica-digital, vistos en el capítulo 4, señalan que ambos circuitos funcionan por debajo de las especificaciones del fabricante; sirva de ejemplo la SNR que está 30 dB por debajo de lo que se exhibe en la hoja de datos del convertidor (95.7 dB). 5) Grosso modo, se observa que el rendimiento del circuito $Z_{\text{IN}} \neq R_{\text{S}}$ está ligeramente por encima del de su contraparte, $Z_{\text{IN}} = R_{\text{S}}$.

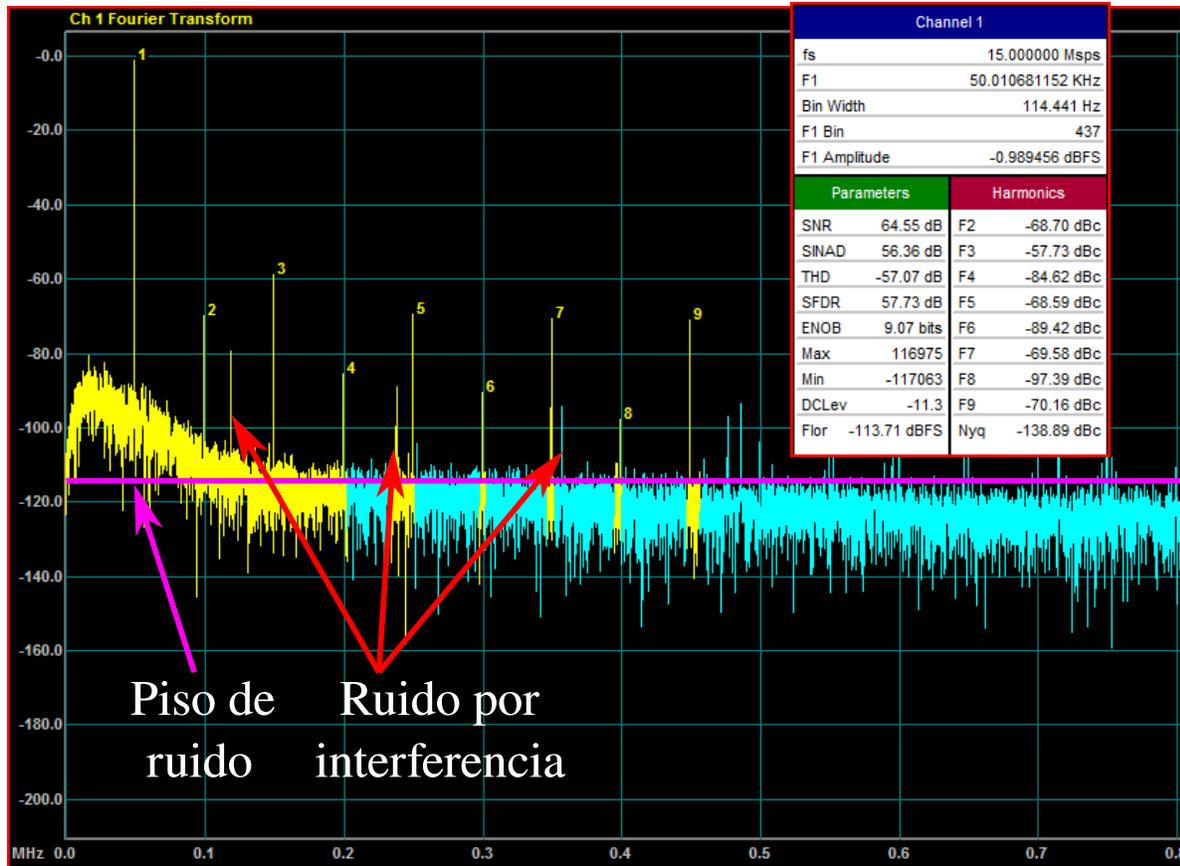


Figura 5.23: Datos recopilados de la implementación del circuito cuya impedancia de entrada no está igualada con la de la fuente. La transformada de Fourier y la tabla de parámetros han sido generadas por el software PScope.

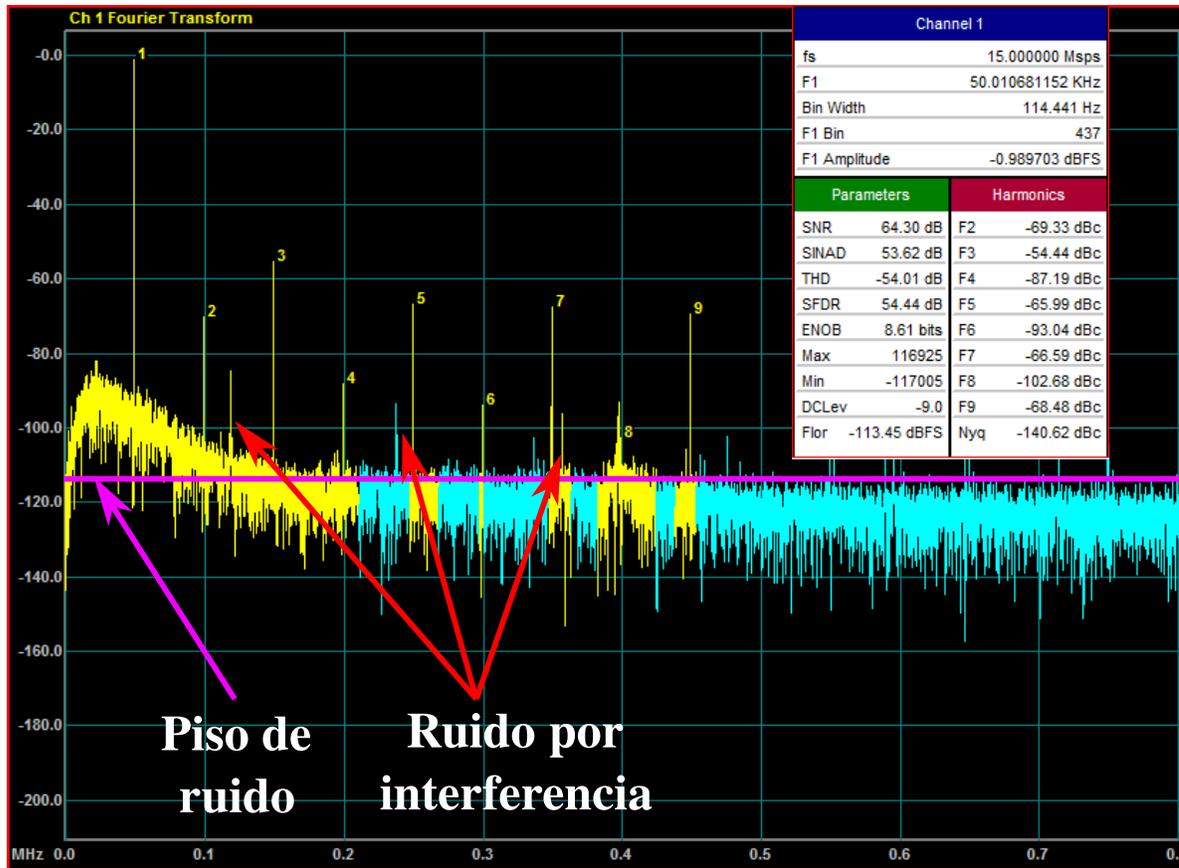


Figura 5.24: Datos recopilados de la implementación del circuito cuya impedancia de entrada está igualada con la de la fuente. La transformada de Fourier y la tabla de parámetros han sido generadas por el software PScope.

Los espectros observados en estas imágenes muestran que el rendimiento de los circuitos se ve afectado por ruido de interferencia. Aunado a lo anterior, otra limitante del rendimiento está dada por el jitter de apertura del generador de señales que se ha utilizado para proveer la señal de reloj de 15 MHz, necesaria para la operación del convertidor A/D. En este caso, el generador es un equipo de la marca Tektronic modelo AFG3252, que en su hoja de especificaciones reporta un jitter < 100 ps. Sin embargo, con ayuda de un osciloscopio se ha realizado la medición del nivel de jitter de apertura del generador de señales y el resultado ha sido un valor de ≈ 349 ps. La figura 5.25 presenta una captura de pantalla del osciloscopio al momento de la medición, donde además se observa que la forma de onda de la señal parece ser inadecuada para el trabajo. Haciendo uso de la ecuación (2.15) se puede estimar el límite teórico de la SNR basados en el nivel de jitter y la frecuencia de la señal de prueba. Esto es:

$$SNR_{tj \approx 349ps} = 20 \log \left[\frac{1}{2\pi \times (50.010681152 \times 10^3) \cdot (348.87 \times 10^{-12})} \right] = 79.20 \text{ dB}$$

Según el resultado anterior, desde el inicio de las pruebas la SNR ha estado limitada a un valor de ≈ 79 dB. Lo que indica que el ruido por interferencia y distorsión de la

para realizar estudios de compatibilidad electromagnética que ayudaran a validar o descartar esta hipótesis, sin la necesidad de viajar al sitio del experimento ni perturbar su funcionamiento.

5.5.1. Propuesta

Como se ha explicado al inicio de este capítulo, el experimento CONNIE se puede dividir en los siguientes componentes:

- 1 sistema de enfriamiento.
- 1 sistema de vacío.
- El detector conformado por los CCDs.
- El sistema de control y lectura de CCDs Monsoon. Este a su vez se compone de subsistemas (las tarjetas de relojes, lectura y voltajes de polarización) que se encuentran confinados en una caja de aluminio.
- El sistema de suministro de energía.
- Equipo de computo adicional (PCs, routers, modem, etc.)

Todos los elementos anteriores se alojan dentro de un contenedor que se encuentra a un costado del reactor nuclear. Una teoría acerca del ruido extra que se ha observado en el detector señala que los cables que transfieren las señales entre la interfaz de vacío y el SAD son la parte más sensible a la EMI. Bajo esta teoría y con base en lo presentado en la sección 2.2.4, se sugiere que la trayectoria de acoplo del ruido se encuentra en estos cables de comunicación, mientras que el sistema perturbado es el SAD. En este caso, el sistema perturbador está dado por elementos internos y externos al experimento que son propensos a radiar ondas electromagnéticas.

Trabajando bajo las suposiciones anteriores se propone montar un experimento que permita replicar las condiciones de trabajo del experimento CONNIE. Lo anterior con la intención de realizar las actividades necesarias que cubran los siguientes puntos [96]:

- Un estudio de la parte sensible del sistema (los cables que conectan al detector con el SAD) para caracterizar el ruido que producen ante la presencia de ondas de radio frecuencia (RF).
- Pruebas sobre el detector que sean indicativas del nivel de inmunidad que presenta ante perturbaciones transitorias.
- Caracterización de elementos dentro del experimento que son propensos a radiar ondas electromagnéticas.
- Analizar posibles trayectorias de acoplamiento de ruido.

Como se ha mencionado en capítulos anteriores, las contribuciones por EMI pueden ser evaluadas durante etapas tempranas del diseño a través de modelos y simulaciones o mediante el uso de prototipos. El ruido en CONNIE no se observó durante la etapa de diseño del sistema de adquisición y hasta el momento no se ha presentado en el experimento DAMIC. Aunque la configuración de ambos experimentos es prácticamente la misma, el ambiente en el que cada uno está inmerso es diferente. CONNIE está rodeado por múltiples fuentes de ondas electromagnéticas y ahora se hace necesario identificar

a los elementos críticos y configuraciones en el experimento que puedan estar contribuyendo a la degradación del funcionamiento del detector. Para cumplir con este objetivo y cubrir los puntos de la lista anterior se proponen las siguientes pruebas [96]:

- Inyección de corriente a través del sistema de blindaje.
- Inyección de corrientes de MC a través de los conductores centrales.
- Inyección de corrientes de MD a través de los conductores centrales.
- Inyección de corrientes de MC y MD.

Estas pruebas permitirán cuantificar la sensibilidad del sistema de interés ante ruido conductivo para definir el ruido de salida de las fuentes de alimentación, la magnitud de campos electromagnéticos externos, corrientes de tierra, etc. [96, 97].

5.5.2. Configuración del Experimento

Una parte característica importante de este experimento es que debe ser una representación confiable de las condiciones de operación del experimento CONNIE. Para ello, los subsistemas enlistados al inicio de la sección 5.5.1 deben estar presentes. La imagen 5.26 muestra los elementos principales del montaje del experimento, los cuales se describen a continuación:

1. *Crio-refrigerador*, mantiene la temperatura dentro de un contenedor de aluminio a 130 K. Un controlador de temperatura se usa para mantener una temperatura constante y así evitar daños en el CCD causados por estrés mecánico.
2. *Bomba de vacío*, se usa para crear un vacío de 2×10^{-4} dentro del contenedor. Esto es necesario para retirar la humedad y evitar condensación y cristalización sobre el CCD.
3. *Sistema de lectura Monsson*, descrito en la sección 5.1, necesario para proveer las señales de control al CCD y adquirir de manera correcta las señales de video generadas por el CCD.
4. *Cable flexible*, está compuesto de dos etapas que conectan al CCD con el sistema Monsoon. La primera etapa es un buffer compuesto por un transistor JFET en configuración seguidor de fuente que provee baja capacitancia al MOSFET presente a la salida del CCD y presenta una baja impedancia de salida que hace posible el uso de cables largos sin necesidad de disminuir la velocidad de lectura. La segunda etapa de este cable es un amplificador operacional en una configuración no inversora con una ganancia $G=2$ y con una impedancia de salida de 50Ω . Ambas etapas se encuentran separadas por un cable flexible de 30 cm de longitud.
5. *Cable coaxial blindado*, conecta a la segunda etapa del cable flexible con el sistema Monsoon y tiene una longitud aproximada de 1 m.
6. *CCD*, cuyo espesor, número de pixeles y voltajes de polarización dependerán del tipo de CCD con el que se realicen las pruebas; puede ser un CCD de calidad científica o de grado ingenieril, siendo el primero el de mayor calidad.

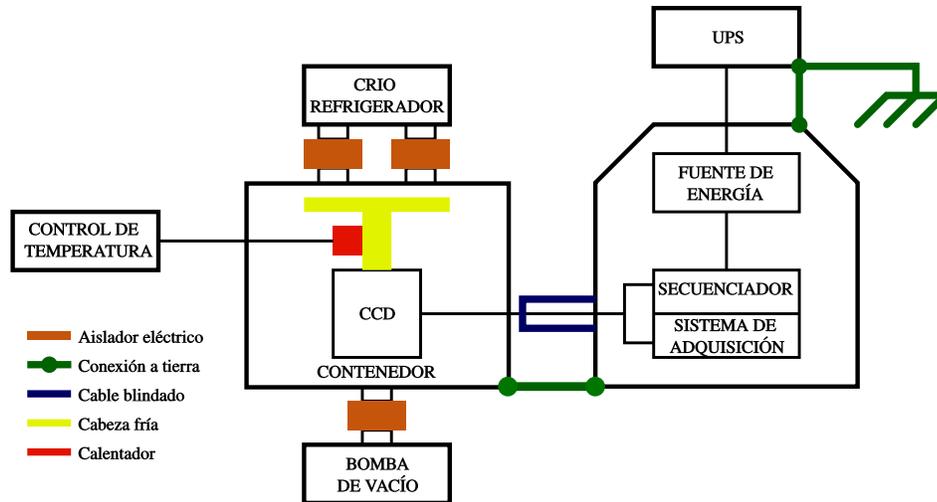


Figura 5.26: Componentes del montaje experimental.

Entre las características adicionales destaca que entre el CCD y la etapa de buffer existe un cable flexible de 35 cm de longitud, cuya capacitancia es de 15 pf. Esta separación se observa durante la operación habitual de CONNIE y tiene el propósito de mantener cualquier tipo de contaminación radioactiva procedente del circuito PCB lejos del CCD.

Además, la carcasa metálica del sistema Monsoon y el contenedor de las CCDs se conectan a tierra en un solo punto para tratar de aislar a la electrónica de lectura y a las CCDs de EMI. Adicionalmente, el contenedor de las CCDs se aísla eléctricamente tanto del crio-refrigerador como de la bomba de vacío.

Los puntos de mayor interés en estos experimentos son: 1) los cables coaxiales que comunican al sistema de adquisición de datos con la segunda etapa del cable flexible; 2) los cables que provienen del sistema de alimentación de energía y 3) el sistema de tierras.

En CONNIE, la señal generada por el CCD es amplificada tanto por el cable flexible como por el sistema de lectura Monsoon, los datos son adquiridos y digitalizados a una tasa de 50 kpixeles/s. Finalmente, los datos son enviados a través de un enlace de fibra óptica hacia una unidad de computo. El propio sistema de lectura se usa durante los experimentos para evaluar el ruido de la electrónica. El nivel de ruido del sistema Monsoon está reportado por otros experimentos y es equivalente a $1.97 e^-$ rms.

La idea de los experimentos propuestos es conservar su topología tan cercana a la del experimento CONNIE como sea posible. Las figuras 5.27 y 5.28 muestran el montaje experimental para los estudios del nivel de EMI para los cables coaxiales y cables de alimentación, respectivamente. La electrónica del sistema Monsoon se encuentra alojada dentro de una carcasa metálica que le brinda estabilidad mecánica, protección electromagnética y control térmico. La electrónica bajo estudio y el equipo adicional necesario para las pruebas se colocan sobre un plano de cobre (2 m×2 m) como es sugerido en IEC-61000. Este plano de cobre conforma el plano de tierra de referencia. En 5.27, la señal perturbadora se inyecta al sistema a través de los cables coaxiales, mientras que en 5.28 la señal perturbadora se inyecta a través de los cables de alimentación. En am-

En ambos casos esto se hace mediante una sonda de inyección de corriente, un amplificador de RF y un generador de señales. El nivel de la señal inyectada se monitorea mediante una punta de prueba tipo abrazadera y un analizador de espectros. En el caso de la figura 5.28, también se observa una impedancia común normalizada, IC, (impedancia de modo común e impedancia de modo diferencial) que se usa para representar el efecto de cables muy largos y se inserta entre la fuente de poder (UPS) y la electrónica, con el propósito de lograr medidas estandarizadas. La señal resultante se mide a través del propio sistema de adquisición.

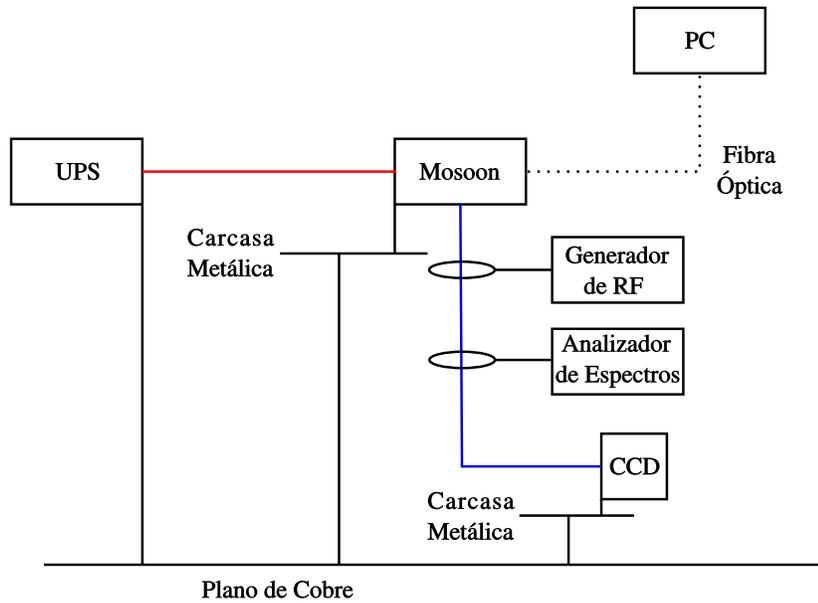


Figura 5.27: Inyección de corrientes en cables coaxiales.

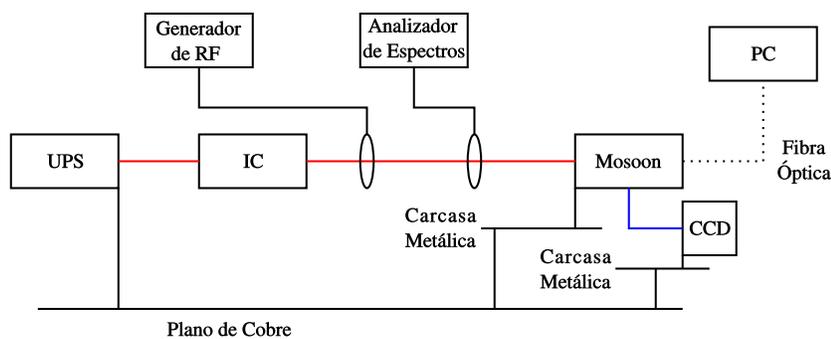


Figura 5.28: Inyección de corrientes en cables de alimentación.

El procedimiento para el experimento consiste en inyectar corriente perturbadora con forma senoidal a diferentes frecuencias y amplitudes a través de los cables coaxiales y de alimentación y evaluar el funcionamiento del sistema de lectura mediante la medición del ruido de salida. El rango de frecuencias de la señal senoidal está entre los 150 kHz y los 50 MHz.

Efecto de corrientes inyectadas a través de los blindajes

Las corrientes de alta frecuencia fluyendo a través del blindaje de los cables de alimentación y los cables de comunicación pueden ser inducidas por campos electromagnéticos cercanos y lejanos que se acoplan al blindaje, o por corrientes de tierra de alta frecuencia fluyendo en el sistema. Para determinar los efectos de estas corrientes sobre el sistema de adquisición, una señal de corriente con forma senoidal se inyecta en el blindaje del cable. Esta corriente, acopla corrientes de MC a los conductores internos a través de la impedancia de transferencia superficial del cable. Estas corrientes afectan el funcionamiento del sistema de lectura y la interferencia depende de la cantidad de la corriente de ruido que se acopla en las áreas sensibles del sistema.

Las corrientes perturbadoras no afectan de igual manera a todos los canales del sistema, esto debido a las pequeñas diferencias que existen entre el detector y el sistema de adquisición. Esta situación se puede observar inyectando una corriente de 6 mA rms a 5 MHz y 10 MHz. El valor rms del ruido en los canales del sistema se puede comparar con la salida del sistema cuando no se inyecta ninguna señal de ruido.

Se define una función de transferencia como la razón del voltaje AC de salida respecto de la corriente inyectada, la cual se usa para cuantificar la sensibilidad del sistema y analizar la contribución del ruido para cualquier señal perturbadora. Esta función de transferencia se define como:

$$FT(\omega) = \frac{V_{1o}(\omega)}{I_{1blindaje}(\omega)} \quad (5.39)$$

donde $I_{1blindaje}(\omega)$ es la magnitud de la señal senoidal perturbadora y V_{1o} es la magnitud del voltaje AC a la salida. Para comparar resultados con el nivel de la señal a la entrada es conveniente presentar la señal de salida como un equivalente de la señal a la entrada del sistema dividiendo V_{1O} por la ganancia del sistema, G_O . En este caso, la función de transferencia queda de la forma

$$FT(\omega) = \frac{V_{1o}(\omega)}{G_o I_{1blindaje}(\omega)} \quad (5.40)$$

La función de transferencia se mide para un determinado canal entre 500 kHz y 50 MHz. Los valores medidos pueden ajustarse a un modelo matemático de la función de transferencia del sistema de adquisición en el rango de frecuencias entre 150 kHz y 100 MHz. Se propone un modelo que es la combinación de transferencia del muestreo doble correlacionado visto en 4.1 con un término adicional que modela el ruido externo acoplado en el sistema de lectura.

Página intencionalmente dejada en blanco.

CONCLUSIONES

El objetivo principal del presente trabajo ha sido el de diseñar una propuesta para una nueva sección de electrónica que sirva para adquirir y acondicionar la señal proveniente de un CCD de uso científico.

La motivación principal recae en la necesidad contar con un nuevo sistema de adquisición de datos cuyas prestaciones doten a los detectores de partículas basados en CCD de la capacidad de usar varias decenas de sensores CCD.

El objetivo principal se ha cumplido de manera parcial y se concluye lo siguiente:

La implementación física de los dos circuitos aquí propuestos indica que sus niveles de ruido son de $14 e^-$ rms y $17 e^-$ rms, valores que superan el nivel de ruido del sistema Mosoon. Sin embargo, el montaje experimental con el cual se han obtenido estos valores no ha sido el óptimo, ya que presenta aspectos negativos, tales como: 1) Los cables de alimentación de potencia no eran de buena calidad, por lo que su geometría y acabados pudieron propiciar el acoplamiento de ruido por interferencia electromagnética; 2) las tarjetas no contaban con ningún tipo de blindaje, lo cual también pudo aumentar la susceptibilidad a interferencias; 3) el generador de funciones que provee la señal de reloj al convertidor A/D tiene un jitter de ≈ 349 ps, lo que implica un deterioro igual a 16.5 dB sobre la SNR de los circuitos bajo análisis.

Los efectos negativos de estos inconvenientes deben desaparecer o disminuir en gran medida cuando el sistema se fabrique con las altas normas de calidad requeridas para este tipo de electrónica, siguiendo las recomendaciones del fabricante, contenidas en las hojas de especificaciones de cada dispositivo. Los cables de alimentación serán suprimidos y en lugar de fuentes de potencia de propósito general se usaran fuentes limpias para alimentar al circuito. Respecto al jitter, la señal de reloj para el convertidor será generada por un FPGA, cuyos niveles de jitter están por debajo de los 50 ps. Todas estas correcciones en el montaje deben permitir al convertidor A/D trabajar con una SNR muy cercana a 95.7 dB, la cual sólo se verá afectada por la relación señal a ruido del preamplificador. Asimismo, el sistema resultante debe contar con un blindaje que lo proteja de la interferencia electromagnética.

Los resultados reportados en este trabajo alientan al alumno a considerar que ambos circuitos pueden alcanzar niveles de ruido menores a $10 e^-$ rms, e incluso igualar los niveles de ruido del sistema Monsoon. De los dos circuitos propuestos, el alumno concluye que la mejor opción de diseño es aquel en el cual no se iguala la impedancia de entrada con la de la fuente, $Z_{in} \neq R_s$. A continuación se explican los motivos:

1) Los resultados de la implementación física de las propuestas muestran que el circuito sugerido como mejor opción presenta los niveles de ruido más altos. Pero los resultados del análisis teórico y de las simulaciones indican lo contrario, es decir, el

circuito con menor ruido debe ser aquel en el que $Z_{in} \neq R_S$. Desde el punto de vista del alumno, los resultados de las mediciones son consecuencia de los efectos de las condiciones ambientales bajo las que se llevaron a cabo las pruebas y de los aspectos del montaje discutidos en los párrafos anteriores. Esta suma de efectos pudo jugar un papel importante sobre el funcionamiento de ambos circuitos y mostrar al circuito $Z_{in} \neq R_S$ como la opción menos adecuada.

2) El alumno concluye, con base en la teoría revisada en el capítulo 3, que el método de igualación de impedancias no ha aportado una mejora significativa en un circuito que recibe una señal de baja frecuencia (50 kHz).

Respecto a consideraciones térmicas, tanto el preamplificador como el convertidor A/D son dispositivos de baja potencia y cada uno de ellos disipa 60 mW y 125 mW, respectivamente. Por lo tanto, se concluye que no presentan problemas como un dispositivo de alta potencia o, al menos, que la disipación térmica de ambos dispositivos no es un problema importante. Además, los sistemas de adquisición donde se usarán estos componentes operan habitualmente en ambientes controlados, a temperaturas de entre 20 °C y 25 °C, por lo que no deberían presentar riesgo de sobrecalentamiento. Aun así, deberán tomarse las medidas pertinentes para garantizar que esto no suceda.

Trabajo a futuro

Queda pendiente la realización de pruebas con los circuitos operando en un ambiente donde el número de fuentes de interferencia electromagnética se haya minimizado y se cuente con un montaje experimental que posea una señal de reloj de buena calidad para el convertidor A/D e incluya un CCD como verdadera fuente de la señal de video. De tal manera que se pueda obtener una validación contundente de los diseños propuestos, dado que los resultados aquí obtenidos son preliminares y requieren ser confirmados.

Hace falta revisar y concluir el diseño de pruebas de compatibilidad electromagnética destinadas a caracterizar la vulnerabilidad del montaje del experimento CONNIE ante interferencia electromagnética y determinar el nivel de susceptibilidad en diferentes puntos del montaje. Las pruebas que aquí se han propuesto están encaminadas, principalmente, a comprobar el nivel de susceptibilidad de los cables que forman la conexión entre el detector y el sistema de adquisición. Sin embargo, durante la última misión de actualización y mantenimiento para el experimento, llevada a cabo en junio de 2017, se descubrió que el elemento sensible del montaje no se encontraba en estos cables, sino en el conductor que aterriza al detector o en el propio sistema de tierras. Entonces, el estudio de compatibilidad que queda pendiente debe poner especial atención en el nivel de susceptibilidad del sistema de tierras actual. Esta parte del trabajo a futuro también puede incluir el diseño de un sistema de tierras más efectivo, si es necesario.

Antes de concluir, el alumno desea resaltar que él formó parte del equipo que realizó aquella misión al lugar del experimento CONNIE en 2017 y, en última instancia, sus indicaciones llevaron a identificar con mayor precisión la fuente del ruido provocado por interferencia que se estaba observando. Dichas indicaciones se hicieron con base en los conceptos e ideas adquiridos durante los estudios que el alumno realizó para cumplir con su trabajo de tesis.

APÉNDICES

Apéndice A

ELECTRÓNICA DE LECTURA

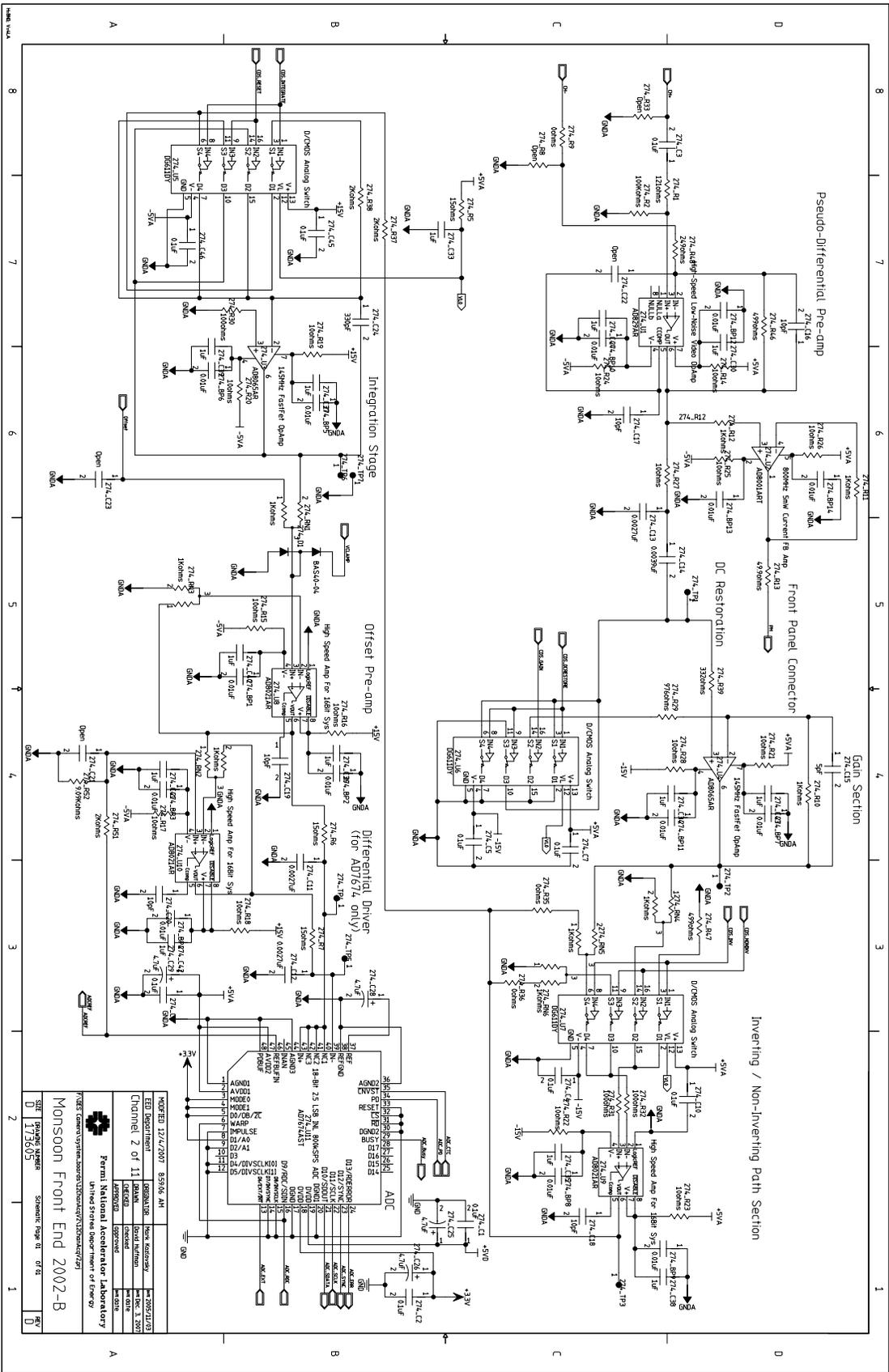


Figura A.1: Electrónica de lectura actual, compuesta por las etapas de: pre-amplificación, ganancia, inversión de la señal y las etapas de integración y conversión analógica-digital.

Apéndice B

VOLTAJE DE RUIDO A LA SALIDA

B.1. Para Circuito con Impedancia Igualada

Para calcular el voltaje de ruido visto a la salida del amplificador presentado en la figura 5.13 el razonamiento es el siguiente: en un amplificador diferencial que usa un operacional ideal como el de la figura B.1, el voltaje a la salida será función de los dos voltajes que conforman las señales a la entrada.

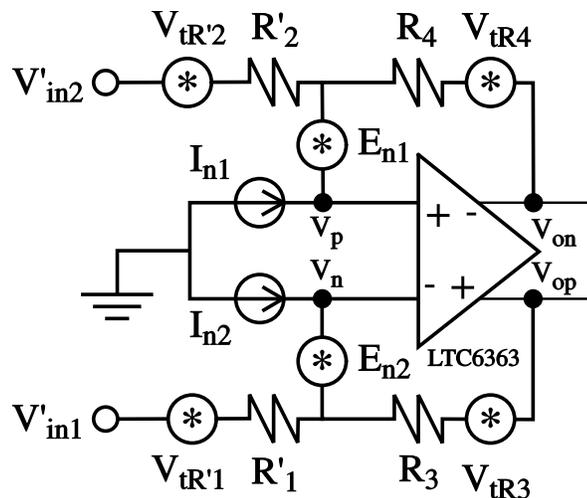


Figura B.1: Amplificador diferencial usando opam. Este es el circuito reducido del amplificador diferencial que tiene Z_{in} igualada observado en la figura 5.13.

Los voltajes V_p y V_n son los voltajes respectivos en las entradas positiva y negativa del amplificador con respecto a tierra. Si el amplificador diferencial es ideal (esto es, la red de resistores que rodea al operacional es totalmente simétrica), entonces los voltajes V_p y V_n tienen magnitudes idénticas y signos opuestos. La condición se puede satisfacer con $R_1R_4 = R_2R_3$ o de forma alternativa $R_4/R_2 = R_3R_1$. Cuando esta condición se cumple, el voltaje a la salida está dado por la ecuación (5.12), la cual se vuelve a

presentar a continuación con una cambio de subíndices acorde a la figura anterior:

$$V_o = \left(\frac{R_4}{R_2}\right)(V'_{in2} - V'_{in1}) \quad (B.1)$$

Entonces, la ganancia ideal en modo diferencial es R_4/R_2 . Para examinar el comportamiento del ruido en la configuración diferencial de la figura 5.13, primero se obtienen los circuitos equivalentes de Thevenin en ambas entradas del amplificador. El resultado se observa en la figura B.1 donde:

$$R_p = R_S || R_{T1} \quad (B.2)$$

$$R'_1 = R_p + R_1 \quad (B.3)$$

$$V'_{in1} = \left(\frac{R_1}{R_p + R_1}\right)V_{in1} \quad (B.4)$$

$$R'_2 = R_{T2} + R_2 \quad (B.5)$$

$$V'_{in2} = \left(\frac{R_2}{R_{T2} + R_2}\right)V_{in2} \quad (B.6)$$

Para el análisis también se deben tomar en cuenta las fuentes de ruido para los resistores. La figura B.2 muestra todas las fuentes de ruido en el circuito, cada una con signos de polaridad posicionados de manera indistinta, al igual que el sentido de las corrientes. Se podrían escribir las ecuaciones necesarias para determinar los efectos de ambas fuentes en ambas entradas más las diez fuentes de ruido sobre la salida del amplificador. Esto es complicado debido a los efectos rms de todas las fuentes y a la necesidad de elevar al cuadrado todos los términos. En lugar de ello, se reemplazan todas las fuentes de ruido por fuentes de señal independientes y no correlacionadas entre si. Las diez fuentes de señal tienen una polaridad arbitraria como se observa en la misma figura. En un caso práctico, la ganancia de voltaje en lazo abierto del operacional, A , se considera finita; e infinita en un caso ideal.

Las seis ecuaciones de este circuito son las siguientes:

$$V_o = V_{op} - V_{on} \quad (B.7)$$

$$V_o = A(V_p - V_n) \quad (B.8)$$

$$V_p = V'_{in2} - R'_2 I_{in2} + V_{tR'2} + E_{n+} \quad (B.9)$$

$$V_n = V'_{in1} - R'_1 I_{in1} + V_{tR'1} + E_{n-} \quad (B.10)$$

$$V'_{in1} - R'_1 I_{in1} + V_{tR'1} = V_{op} + V_{tR3} + R_3(I_{in1} + I_n) \quad (B.11)$$

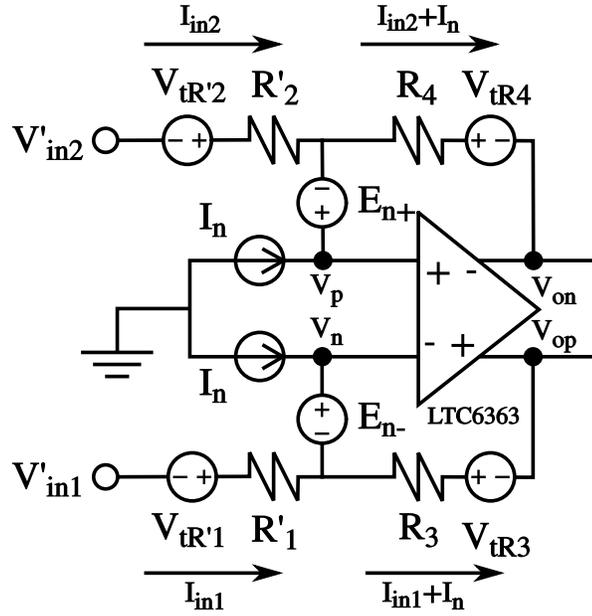


Figura B.2: Amplificador diferencial (Z_{in} igualada) con todas las fuentes de ruido en su lugar, cada una con sus signos de polaridad situados de manera arbitraria.

$$V'_{in2} - R'_2 I_{in2} + V_{tR'2} = V_{on} + V_{tR4} + R_4 (I_{in2} + I_n) \quad (B.12)$$

Combinando estas seis ecuaciones y simplificando se obtiene lo siguiente:

$$\begin{aligned} V_o \left(\frac{1}{A} + \frac{R'_2}{R_4 + R'_2} \right) &= V'_{in2} - V'_{in1} + V_{tR'2} - V_{tR'1} + E_{n+} - E_{n-} \\ - \left(\frac{R'_2}{R_4 + R'_2} \right) (V'_{in2} - V'_{in1} + V_{tR'2} - V_{tR'1} + V_{tR3} - V_{tR4} + R_4 I_n - R_3 I_n) \end{aligned} \quad (B.13)$$

Ahora es fácil considerar el caso de un amplificador operacional ideal haciendo que $A \rightarrow \infty$ y reacomodando la ecuación (B.13) para obtener el siguiente resultado:

$$\begin{aligned} V_o = \left(\frac{R_4}{R'_2} + 1 \right) (E_{n+} - E_{n-}) - \left(\frac{R_4}{R'_2} \right) (V'_{in2} - V'_{in1} + V_{tR'2} - V_{tR'1}) + \\ + V_{tR4} + R_3 I_n - V_{tR3} - R_4 I_n \end{aligned} \quad (B.14)$$

Los coeficientes de cada término representan la ganancia de transferencia (ya sean ganancias de voltaje ganancias de trans-resistencia) hacia la salida donde V_o es producido. La ganancia a la salida será la misma tanto para fuentes de señal como para fuentes de ruido que compartan la misma posición en el circuito. Por lo tanto, empatamos las señales con las correspondientes fuentes de ruido en las figuras B.1 y B.2. Entonces, la ecuación B.14 se modifica el cuadrado del voltaje de ruido equivalente a la salida, E_{no} ,

resultado de la contribución de cada fuente de ruido. El resultado es:

$$E_o^2 = \left(\frac{R_4}{R_2'} + 1\right)^2 (E_{n+}^2 + E_{n-}^2) + \left(\frac{R_4}{R_2'}\right)^2 (E_{tR'2}^2 + E_{tR'1}^2) + E_{tR4}^2 + R_3^2 I_n^2 + E_{tR3}^2 + R_4^2 I_n^2 \quad (B.15)$$

En este caso, el fabricante especifica el voltaje de ruido del operacional de tal manera que $E_{n+} = E_{n-} = E_n/\sqrt{2}$. También se puede suponer que $R_1' \approx R_2'$ y $R_3 = R_4$, de tal manera que $E_{tR'2}^2 = E_{tR'1}^2$, $E_{tR4}^2 = E_{tR3}^2$, y $R_3^2 I_n^2 = R_4^2 I_n^2$. De tal manera que la ecuación (B.15) se reduce a:

$$E_o^2 = \left(\frac{R_4}{R_2'} + 1\right)^2 E_n^2 + \left(\frac{R_4}{R_2'}\right)^2 2E_{tR'2}^2 + 2E_{tR4}^2 + 2R_4^2 I_n^2 \quad (B.16)$$

Esta ecuación muestra como cada fuente de ruido contribuye el ruido de salida elevado al cuadrado. Específicamente, ambos voltajes equivalentes de ruido se reflejan a la salida por el cuadrado de la ganancia no-inversora de voltaje, $[(R_4/R_2') + 1]^2$. El ruido proveniente de los resistores R_1' y R_2' se refleja a la salida por el cuadrado del factor de ganancia inversora, $(R_4/R_2')^2$. Finalmente, ambas corrientes equivalentes de ruido “fluyen a través” de los resistores R_3 y R_4 , estableciendo un voltaje de ruido que se refleja directamente a la salida, igual que los voltajes de ruido E_{tR3} y E_{tR4} , producidos por los resistores R_3 y R_4 .

Apéndice C

TIEMPO DE ESTABILIZACIÓN

Resolución (# de Bits)	1 LSB (%FS)	# de constantes de tiempo (k)
6	1.563	4.16
8	0.391	5.55
10	0.0977	6.93
12	0.0244	8.32
14	0.0061	9.70
16	0.00153	11.09
18	0.00038	12.48
20	0.00095	13.86
22	0.00024	15.25

Tabla C.1: Tiempo de estabilización como función de la constante de tiempo para diferentes resoluciones de convertidores A/D [60].

Apéndice D

ANCHO DE BANDA, BW, DE FILTROS BUTTERWORTH

Número de Polos	Pendiente (dB/dec)	BW Efectivo
1	20	1.57
2	40	1.11
3	60	1.05
4	80	1.03
5	100	1.02

Tabla D.1: Ancho de banda, BW, para filtros pasaja bajas y filtros pasa banda tipo Butterworth [60, 66].

Bibliografía

- [1] Gianfranco Bertone. *Particle Dark Matter : Observations, Models and Searches*. Cambridge University Press, Cambridge, UK, 2010.
- [2] L. Chevalier and M. Spiro. Dark matter, dark energy and the future of particle physics. *Acta Physica Polonica B*, 46(3):729–735, 2015.
- [3] Alvaro Chavarria, Javier Tiffenberg, Alexis Aguilar-Arevalo, et al. DAMIC at SNOLAB. 61:13, 2014.
- [4] Guillermo Fernandez Moroni, Juan Estrada, Eduardo E. Paolini, et al. Charge coupled devices for detection of coherent neutrino-nucleus scattering. *Physical Review D*, 91(7):072001, 2015.
- [5] R. Budnik. Dark Matter: Evidence, Direct and Indirect Searches. *Acta Physica Polonica B*, 47(1):217, 2016.
- [6] Vladimir Lukovic, Paolo Cabella, and Nicola Vittorio. Dark matter in cosmology. *International Journal of Modern Physics A*, 29(1):1443001, 2014.
- [7] Daniel Bauer, James Buckley, Matthew Cahill-Rowley, et al. Dark matter in the coming decade: Complementary paths to discovery and beyond. *Physics of the Dark Universe*, 7-8:16–23, 2015.
- [8] Lars Bergström. Dark matter candidates: A status report. *AIP Conference Proceedings*, 1241(1):49–63, 2010.
- [9] My Khlopov. Dark Atoms and Puzzles of Dark Matter Searches. *arXiv preprint arXiv:1402.0181*, 29(19):1–27, 2014.
- [10] Quentin Wallemacq. Composite dark matter and direct-search experiments. 24(13):1–68, 2015.
- [11] W. C. Haxton. Effective theory and the nuclear physics of dark matter detection. 3(1):631–635, 2013.
- [12] P. Zalewski. Searches for Physics/Particles Beyond the Standard Model at the LHC. *Acta Physica Polonica B*, 46(11):2155, 2015.
- [13] Rita Bernabei. Dark matter particles in the galactic halo: DAMA/LIBRA results and perspectives. *Annalen der Physik*, 524(9-10):497–506, 2012.

- [14] C. E. Aalseth, P. S. Barbeau, J. Colaresi, et al. CoGeNT: A search for low-mass dark matter using p-type point contact germanium detectors. *Physical Review D - Particles, Fields, Gravitation and Cosmology*, 88(1):1–20, 2013.
- [15] T. Saab and CDMS Collaboration. Dark matter searches with the CDMS II experiment. 441:436–441, 2014.
- [16] G. Angloher, C. Bucci, C. Cozzini, et al. CRESST-II: Dark matter search with scintillating absorbers. *Nuclear Physics B - Proceedings Supplements*, 138(1-3):153–155, 2005.
- [17] M. Klasen, M. Pohl, and G. Sigl. Indirect and direct search for dark matter. *Progress in Particle and Nuclear Physics*, 85:1–32, 2015.
- [18] R. Foot. Hidden sector dark matter explains the DAMA, CoGeNT, CRESST-II and CDMS/Si experiments. *Physical Review D - Particles, Fields, Gravitation and Cosmology*, 88(2):1–10, 2013.
- [19] Jonathan H. Davis. The past and future of light dark matter direct detection. *International Journal of Modern Physics A*, 30(15):1530038, 2015.
- [20] E. Aprile, K. Arisaka, F. Arneodo, et al. The XENON100 dark matter experiment. *Astroparticle Physics*, 35(9):573–590, 2012.
- [21] D.S. Akerib, H.M. Araújo, X. Bai, et al. The LUX Experiment. *Physics Procedia*, 61:74–76, 2015.
- [22] Katherine Garrett and Gintaras Duda. Dark matter: A Primer. *arXiv*, page 26, 2010.
- [23] Ciaran A J O’Hare, Anne M. Green, Julien Billard, Enectali Figueroa-Feliciano, and Louis E. Strigari. Readout strategies for directional dark matter detection beyond the neutrino background. *Physical Review D - Particles, Fields, Gravitation and Cosmology*, 92(6):1–16, 2015.
- [24] Alexis Aguilar-Arevalo and Wolfgang Bietenholz. Neutrinos: Mysterious Particles with Fascinating Features, which led to the Physics Nobel Prize 2015. *arXiv*, 127:127–137, 2016.
- [25] Xin Qian and Wei Wang. Reactor neutrino experiments: $\theta 13$ and beyond. *Modern Physics Letters A*, 29(16):1430016, 2014.
- [26] K. G. Balasi, K. Langanke, and G. Martínez-Pinedo. Neutrino-nucleus reactions and their role for supernova dynamics and nucleosynthesis. *Progress in Particle and Nuclear Physics*, 85:33–81, 2015.
- [27] Roger Wendell. Atmospheric Results from Super-Kamiokande. 100001:10, 2014.
- [28] S. Abe, T. Ebihara, S. Enomoto, et al. Precision measurement of neutrino oscillation parameters with KamLAND. *Physical Review Letters*, 100(22):1–5, 2008.

- [29] N. Barros. Final results from SNO. *Nuclear Physics B - Proceedings Supplements*, 237-238:107–110, 2013.
- [30] Jiajie Ling. Daya Bay Reactor Antineutrino Experiment. *Physics Procedia*, 61:323–330, 2015.
- [31] M. G. Aartsen, R. Abbasi, Y. Abdou, et al. First observation of PeV-energy neutrinos with IceCube. *Physical Review Letters*, 111(2):1–7, 2013.
- [32] Luis A. Anchordoqui, Vernon Barger, Haim Goldberg, et al. IceCube neutrinos, decaying dark matter, and the Hubble constant. *Physical Review D - Particles, Fields, Gravitation and Cosmology*, 92(6):1–6, 2015.
- [33] Andrzej M Szelc and Microboone Experiments. The ArgoNeuT Experiment. 020004:020004, 2015.
- [34] A M Szelc. Recent results from ArgoNeuT and status of MicroBooNE. 180001:180001, 2015.
- [35] Francesco Pietropaolo. Status of the ICARUS experiment. *Nuclear Physics B - Proceedings Supplements*, 235-236:115–121, 2013.
- [36] Maddalena Antonello, Microboone Collaborations, Infn Laboratori, Gran Sasso, and Assergi L Aquila. ArgoNeuT and MicroBooNE : LAr-TPC ' s at Fermilab. pages 257–262, 2010.
- [37] J. Paley, D. Gastler, E. Kearns, et al. LArIAT: Liquid Argon In A Testbeam. pages 1–12, 2014.
- [38] A. Bubak. The Past, Present and Future of LAr-TPC Neutrino Experiments. *Acta Physica Polonica B*, 46(11):2387, 2015.
- [39] Leslie Camilleri. The Fermilab short-baseline neutrino program. 020004:020004, 2015.
- [40] Jun Cao. Detection methods at reactor neutrino experiments. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 732:9–15, 2013.
- [41] D. Lhuillier. Future short-baseline sterile neutrino searches with reactors. *Aip2015*, 180003:180003, 2015.
- [42] Gianpaolo Bellini. Technologies of the Borexino experiment: Introduction. *International Journal of Modern Physics A*, 29(16):1402002, 2014.
- [43] Andrej Babič and Fedor Šimkovic. Scattering of low-energy neutrinos on atomic shells. 020002:020002, 2015.
- [44] D. Akimov, J. B. Albert, P. An, et al. Observation of coherent elastic neutrino-nucleus scattering. *Science*, 357:1123–1126, 2017.

- [45] Arun Kumar Soma, Lakhwinder Singh, Manoj Kumar Singh, Venkatesh Singh, and Henry T. Wong. Neutrino and dark matter physics with sub-keV germanium detectors. *Pramana - Journal of Physics*, 83(5):829–838, 2014.
- [46] D.Yu. Akimov, V.A. Belov, A.I. Bolozdynya, et al. Search for Elastic Coherent Neutrino Scattering off Atomic Nuclei at the Kalinin Nuclear Power Plant. *Physics Procedia*, 74:423–430, 2015.
- [47] G. Casse. Recent developments on silicon detectors. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 732:16–20, 2013.
- [48] J. Estrada, R. Alvarez, T. Abbott, et al. Focal plane detectors for Dark Energy Camera (DECAM). 7735:77351R–77351R–11, 2010.
- [49] James R. Janesick. *Scientific Charge-Coupled Devices*. Spie Press, Washington, Estados Unidos, 2001.
- [50] Gustavo Cancelo, Juan Estrada, Guillermo Fernandez Moroni, et al. Deep sub electron noise readout in CCD systems using digital filtering techniques. (Estrada 2008):13, 2011.
- [51] Guillermo Fernandez Moroni, Juan Estrada, Eduardo E. Paolini, Gustavo Cancelo, and Thomas Diehl. Achieving sub-electron readout noise in Skipper CCDs. *2011 Argentine School of Micro-Nanoelectronics, Technology and Applications*, pages 1–6, 2011.
- [52] S E Holland, D E Groom, N P Palaio, and R J Stover. Fully depleted, back-illuminated charge-coupled devices fabricated on high-resistivity silicon. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 50(1):225–238, 2003.
- [53] H. M. Wey and W. Guggenbühl. An Improved Correlated Double Sampling Circuit for Low Noise Charge-Coupled Devices. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 37(12):1559–1565, 1990.
- [54] C. Alessandri, A. Abusleme, D. Guzman, et al. Optimal CCD readout by digital correlated double sampling. *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society*, 455(2):1443–1450, 2015.
- [55] Jamieson Olsen Huffman and David. Monsoon 12-Channel Acquisition Board Firmware and Register Definitions, 2012.
- [56] Gabriel Vasilescu. *Electronic Noise and Interfering Signals Principles and Applications*. Springer, Alemania, 2005.
- [57] J. B. Johnson. Thermal agitation of electricity in conductors, 1928.
- [58] Burkhard Schiek, Ilona Rolfes, and Heinz-Jügen Siweris. *Noise in High-Frequency Circuits and Oscillators*. Wiley Inter-Science, Nueva Jersey, Estados Unidos, 2006.

- [59] Zahir M. Hussain, Armin Z. Sadik, and Peter O'Shea. *Digital Signal Processing: An Introduction with MATLAB and Applications*, volume 8. Springer Berlin Heidelberg, 2011.
- [60] Walt Kester, Dan Sheingold, and James Bryandt. Fundamentals Of Sampled Data Systems. *Fundamentals Of Sampled Data Systems*, 21(5):411–5, 2004.
- [61] Analog Devices. Understanding AC Behaviors of High Speed ADCs. (February):1–4, 2011.
- [62] Henry W. Ott. *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*. Wiley Interscience, Estados Unidos, 2da ed edition, 1988.
- [63] J.A. Motchenbacher, C.D. and Connelly. *Low noise electronic system design*. J. Wiley & Sons, Nueva York, Estados Unidos, 1993.
- [64] Peter J. Fish. *Electronic noise and low noise design*. The Macmillan press ltd, Estados Unidos, 1994.
- [65] Y Netzer. The design of Low-Noise Ar. *Proc IEEE*, 69(6):1–14, 2005.
- [66] W. Marshall Leach. Fundamentals of Low-Noise Analog Circuit Design. *Proceedings of the IEEE*, 82(10):1515–1538, 1994.
- [67] National Semiconductor, Application Note, Noise Current, et al. Noise Specs Confusing ? *National Semiconductor Application Note*, (May 1974):1–8, 2002.
- [68] Niels Faché, Frank Olyslager, and Daniël De Zutter. *Electromagnetic and Circuit Modeling of Multiconductor Transmission Lines*. Oxford University Press, Nueva York, Estados Unidos, 1993.
- [69] Antonije R. Djordjević, Tapan K. Sarkar, and Roger F. Harrington. Time-Domain Response of Multiconductor Transmission Lines. *Proceedings of the IEEE*, pages 743–764, 1987.
- [70] R. Paul Clayton. Applications Of Multiconductor Transmission Line Theory To The Prediction Of Cable Coupling, Vol. I: Multiconductor Transmission Line Theory. Technical report, University of Kentucky, 1976.
- [71] R. Paul Clayton. Applications Of Multiconductor Transmission Line Theory To The Prediction Of Cable Coupling, Vol. III: Prediction of Crosstalk in Random Cable Bundles. Technical Report August, University of Kentucky, 1977.
- [72] R. Paul Clayton. *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. Wiley Interscience, Nueva York, Estados Unidos, 1992.
- [73] F. Arteché and C. Rivetta. Noise Susceptibility Analysis of the HF Front-End Electronics for the CMS High-Energy Experiment. *2003 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility. Symposium Record (Cat. No.03CH37446)*, 2:718–723, 2003.

- [74] J.L. Gach, D. Darson, C. Guillaume, et al. A New Digital CCD Readout Technique for Ultra-Low-Noise CCDs. *Publications of the Astronomical Society of the Pacific*, 115(811):1068–1071, 2003.
- [75] K D Stefanov and N J Murray. Optimal digital correlated double sampling for CCD signals. 50(2013):1–8, 2016.
- [76] M. J. Clapp. Development of a test system for the characterisation of DCDS CCD readout techniques. In *High Energy, Optical, and Infrared Detectors for Astronomy V. Proc. SPIE*, pages 84531D–84531D–22, 2012.
- [77] Cristobal Alessandri, Dani Guzman, Angel Abusleme, et al. Theoretical Framework and Simulation Results for Implementing Weighted Multiple Sampling in Scientific CCDs. pages 1–8, 2013.
- [78] Behzad Razavi. Analog-to-Digital Converter Architectures. *Principles of Data Conversion System Design*, 96:96–152, 1991.
- [79] Analog Devices. MS-1779 Technical Article (Rev 0). (October):1–3, 2010.
- [80] Walt Kester. Which ADC Architecture Is Right for Your Application ? *Test*, pages 1–8, 2005.
- [81] Maithil Pachchigar. Design Trade-Offs of Using Precision Sar and Sigma-Delta Converters for Multiplexed Data Acquisition Systems. pages 2–4.
- [82] Pieter Harpe. Successive Approximation Analog-to-Digital Converters—Improving Power Efficiency and Conversion Speed. (November):64–73, 2016.
- [83] N C Buchholz and P N Daly. The MONSOON generic pixel server software design. *Advanced Software, Control, and Communication Systems for Astronomy*, 5496:364–372, 2004.
- [84] Thomas Diehl. The Dark Energy Survey Camera (DECam). *Physics Procedia*, 37:1332–1340, 2012.
- [85] Ricardo Schmidt. Course: Introduction to MONSOON.
- [86] LT. LTC2387-16 16-Bit, 15Msps SAR ADC FEATURES. pages 1–22.
- [87] LT. LTC6362 - Precision, Low Power Rail-to-Rail Input/Output Differential Op Amp/SAR ADC Driver.
- [88] LT. DC2290A - LTC2387/LTC2386/LTC2385: 18-/16-Bit, 15Msps/10Msps/5Msps, High Speed SAR ADCs.
- [89] LT. DC2319A Fully Differential Amplifier. pages 1–8.
- [90] LT. ECO PRODUCTION APPROVED SUPPLIED FOR USE WITH LINEAR TECHNOLOGY PARTS . LTC2387CUH FAMILY DEMO CIRCUIT 2290A LTC2387CUH FAMILY DEMO CIRCUIT 2290A. pages 2–3, 2015.

- [91] Cheng-wei Pei and Adam Shou. Application Note 123 December 2009 Application and Optimization of a 2GHz Differential Amplifier / ADC Driver AN123-1 Application Note 123 AN123-2. *Control*, (December):1–32, 2009.
- [92] Philip Karantzalis and Tim Regan. Single-Ended to Differential Amplifier Design Tips – Design Note 454. *Linear Technology*, 2008.
- [93] LT. DC718 Quick Start Guide for DC718. pages 1–10.
- [94] Tektronix. Arbitrary Function Generators. (76w-28281-1):1–2, 2012.
- [95] BK-Precision. DC Power Supplies Models 1760A &1761. *Power*, (664):92887–92887.
- [96] Fernando Arteché, Claudio H Rivetta, and G Javier. EMC Planning for High-Energy Physics Experiments. 58(4):1–10, 2016.
- [97] F Arteché and C Rivetta. EMC Immunity studies for front-end electronics in high-energy physics experiments. *Test*, 2004.