



BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA

FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA
MAESTRÍA EN CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA
OPCIÓN EN AUTOMATIZACIÓN

***“DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN SISTEMA DE
ADQUISICION DE DATOS VIA FIBRA OPTICA PARA EL
MONITOREO DE CORRIENTE DE UN DETECTOR GEM” **+***

T E S I S

Presentada para obtener el título de:
Maestro en Ciencias de la Electrónica Opción en Automatización

Presenta:

Ing. Ricardo Alberto De Gante Bautista*

Directores:

Dr. Sergio Vergara Limon
Dr. Guy Paic (ICN-UNAM)
Dr. Fernando Reyes Cortés

Puebla, México

Diciembre 2016

*BECARIO CONACYT
** TRABAJO FINANCIADO POR PROYECTO VIEP
+PROYECTO DGAPA IT100415 DE LA UNAM

BUAP®

AGRADECIMENTOS

Principalmente a Dios por brindarme la fuerza e inteligencia necesarias para poder lograr esta meta, ya que sin él nada de esto hubiera sido posible.

A mi mamá Beatriz Bautista Gomez y hermano Jose Antonio De Gante Bautista, que siempre han estado conmigo en las buenas y en las malas, enseñándome que siempre hay que realizar un buen trabajo, de una manera honesta y responsable, gracias por su apoyo incondicional.

A mi novia y futura esposa Ariel Aime Nepomiceno Rendon, quien me impulso con el ejemplo a seguir creciendo académicamente, enseñándome que con esfuerzo y dedicación las metas más lejanas son posibles de alcanzar.

Le agradezco a mi amigo y hermano Alfredo López Beltrán, quien ha sido un compañero en muchos caminos de la vida y desarrollo profesional.

Un reconocimiento y agradecimiento en especial a la Dra. María Aurora D. Vargas Treviño y al Dr. Sergio Vergara Limon por darme la oportunidad de participar en el proyecto de tesis del monitor de corriente de la TPC del detector de ALICE, uno de los más importantes experimentos en el mundo, pero sobre todo por su amistad que trasciende las aulas, reforzando los principios que como ser humano debemos tener al apoyar y enseñar con paciencia y dedicación a quien lo pide o lo necesita, por su apoyo incondicional y tiempo dedicado durante la realización de este importante tema de tesis. A mi asesor de tema de tesis el Dr. Guy Paic, que me brindo el tiempo y la confianza para desarrollar este proyecto de tesis, además de defender con orgullo la colaboración y aportación de conocimiento ante la colaboración del CERN.

A la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP), ya que me ha formado profesionalmente, con bases sólidas del conocimiento y me acogió como un hijo durante el tiempo que he estado en esta honorable institución. Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT), por su apoyo para la realización de este posgrado. A la Facultad de Ciencias de la Electrónica (FCE) por la experiencia y conocimientos brindado durante mi formación académica.

A mi jurado de tesis: Dra. María Aurora D. Vargas Treviño, Dra. Josefina Castañeda Camacho y a la Dra. Darmes Vilariño Ayala por sus orientaciones y disponibilidad en la estructuración final de este trabajo.

A mis compañeros de generación por todos los momentos compartidos y vividos, sobre todo el sorprendente apoyo que hemos tenido siempre apoyándonos mutuamente, creando un fuerte lazo de amistad.

RESUMEN

Se han desarrollado nuevos detectores GEMs para ser instalados en la Cámara de Proyección de Tiempo (TPC) del experimento ALICE, parte del programa del LHC del CERN, es importante mencionar que la TPC es un instrumento estratégico, ya que sirve para reconstruir la trayectoria de las partículas en 3D. Los GEMs están formados por placas de cobre con perforaciones cónicas y son los detectores de la TPC. Se presenta la configuración y descripción de funcionamiento del detector GEM.

Se desarrolló un circuito electrónico que sirva para monitorear los planos del GEM, para registrar las variaciones de corriente, así como determinar el consumo de corriente del detector. Por lo que se diseñó e instrumentó un amperímetro digital que resista el alto voltaje ya que tiene que ser conectado en serie con la fuente de alto voltaje y el GEM. Para la instrumentación de la tarjeta del medidor de corriente se implementaron diversas estrategias de diseño, con la finalidad de reducir la interferencia electromagnética interna y externa.

En el presente trabajo se presenta el desarrollo del sistema de monitoreo de corriente para un detector GEM, se ha implementado un sistema de adquisición de datos vía fibra óptica y un enlace inalámbrico de datos por medio de WiFi, trabajando en conjunto con el amperímetro instrumentado.

Para el desarrollo de este sistema se requirió de dos FPGA's para implementar el envío y recepción de datos vía fibra óptica, e instrumentar la comunicación WiFi.

El resultado de la instrumentación del sistema de monitoreo y las pruebas realizadas en el detector GEM del instituto de ciencias nucleares, muestra por primera vez el correcto funcionamiento de un sistema de este tipo trabajando simultáneamente con el detector, además de presentar por primera vez la detección de un incremento de corriente del GEM al detectar un evento por partículas en el detector.

Lo anterior permitirá que México mantenga una presencia visible ante la colaboración internacional y aporte un desarrollo tecnológico de calidad a un experimento tan importante como ALICE.

CONTENIDO

INTRODUCCION	i
CAPITULO I: DETECTOR GEM DE LA TPC	1
1.1 GEM (Gas Electron Multiplier).....	1
1.2 Explicación simple del funcionamiento del GEM.....	2
1.3 Prestaciones del detector GEM.....	2
1.4 Respuesta del GEM UNAM.....	6
1.5 Conclusiones.....	8
CAPITULO II: MEDIDOR DE CORRIENTE	9
2.1 Sistema de monitoreo de corriente.....	9
2.2 Especificaciones generales del medidor de corriente.....	10
2.3 Diagrama a bloques del medidor de corriente.....	12
2.4 Diseño del circuito impreso.....	24
2.5 Propagación de las ondas electromagnéticas.....	24
2.6 Ley de Snell.....	26
2.7 Ondas electromagnéticas en conductores.....	27
2.8 Perdidas por absorción.....	29
2.9 Perdidas por reflexión.....	30
2.10 Interferencias electromagnéticas en circuitos electrónicos.....	31
2.11 Blindaje para evitar la EMI.....	32
2.12 Interferencia electromagnética por fuentes de alimentación.....	33
2.13 Interferencia entre pistas.....	34
2.14 Interferencia electromagnética cuando tenemos un sistema digital y uno analógico en la misma tarjeta.....	35
2.15 Aplicación y análisis de las estrategias para reducir la EMI.....	36
2.16 Fabricación del medidor de corriente.....	37
2.17 Conclusiones.....	46
CAPITULO III: ENLACE DE FIBRA OPTICA	47
3.1 Transmisor.....	48
3.2 Principio de laser.....	49
3.3 Vertical Cavity-Emiting Laser (VCSEL).....	52
3.4 Receptor.....	53
3.5 Fibra óptica.....	62
3.6 Diseño driver VSCEL.....	64
3.7 Diseño driver PIN Fotodiodo.....	70
3.8 Integración del enlace.....	73
3.9 Conclusiones.....	73
CAPITULO IV MONITOR DE CORRIENTE	74
4.1 Firmware del monitor de corriente.....	74
4.2 Firmware ADC 18 bits.....	75
4.3 Explicación firmware Wi Fi.....	78
4.4 Pruebas firmware ADC con Wi Fi.....	79
4.5 Firmware codificación comunicación fibra óptica.....	80

4.6 Firmware decodificación comunicación fibra óptica.....	83
4.7 Diseño y configuración de comunicación en software	86
4.8 Identificación de bytes recibidos	87
4.9 Concatenación de bytes recibidos	90
4.10 Interpretación de datos	91
4.11 Conclusiones	95
CAPITULO V RESULTADOS EXPERIMENTALES	96
5.1 Caracterización monitor de corriente prototipo	96
5.2 Pruebas del monitor de corriente prototipo conectado al GEM	99
5.3 Caracterización monitor de corriente PCB	111
5.4 Pruebas PCB monitor de corriente con el GEM.....	115
5.5 Conclusiones	123
CONCLUSIONES GENERALES	124
REFERENCIAS	125
INDICE DE FIGURAS	126
APENDICE A	131
Constancias congresos	131
APENDICE B	132
Artículos.....	132
APENDICE C	133
Circuito impreso amperímetro	133

INTRODUCCION

Los sistemas de adquisición de datos se utilizan cada vez más en laboratorios, industria y educación. Puede ser sólo para la lectura de las variables físicas (presión, nivel, temperatura y flujo por ejemplo), para visualizar el estado de un proceso o bien, para el procesamiento de estas variables con la finalidad de controlar un proceso. Con un sistema de adquisición de datos se puede obtener el valor de las variables físicas. También es posible llevar un registro de los valores de las variables del proceso. Muchos procesos industriales se monitorean y/o controlan con tarjetas de adquisición de datos y una computadora, además de graficadores y de registradores.

La mayoría de estas aplicaciones usan módulos de adquisición de datos compatibles con la computadora para adquirir datos y transferirlos directamente a la memoria de la computadora. Estos módulos de adquisición de datos pueden conectarse de forma interna o externa a la computadora por alguno de los puertos disponibles.

Se denomina sistema de adquisición de datos al conjunto de elementos empleados para medir una o varias señales analógicas o digitales.

Las etapas de un sistema de adquisición, procesamiento de datos y control son:

- Transductores y sensores
- Acondicionadores de señal
- Módulo de adquisición de datos
- Controlador (controlador lógico programable o PLC, computadora, asistente digital personal, microcontrolador).

Actualmente, las tarjetas de adquisición de datos se aplican en la industria, existen varias empresas que se dedican a la fabricación de dichas tarjetas en una amplia variedad de características y precios.

Algunas de las empresas dedicadas a la fabricación de tarjetas de adquisición de datos como lo son: National Instruments, Data Translation , DATAQ instruments, ARDUINO, etc. Las cuales tienen características comerciales óptimas para diversos usos educativos e industriales.

Existen diferentes laboratorios internacionales dedicados al estudio y la investigación de los diferentes tipos de partículas, donde sobresalen los siguientes:

- Laboratorio Nacional Fermi (Fermilab). Situado cerca de Chicago, fundado en 1967.
- Sincrotrón Alemán de Electrones (DESY). Situado en Hamburgo fundado en 1959.

- Laboratorio de Rutherford Appleton (RAL). Situado en Oxfordshire en el Reino Unido, fundado en 1995.
- Centro europeo de investigación nuclear (CERN) Situado en la frontera entre Francia y Suiza, fundado en 1954.

Los grandes saltos tecnológicos en los últimos 50 años han jugado un papel en la evolución de la física fundamental, permitiendo una exploración de la materia a escalas nunca antes realizadas. Laboratorios internacionales tales como Centro Europeo para la Investigación Nuclear (CERN fundado en 1954), con sus enormes y de gran alcance aceleradores de partículas, ofrecen un campo experimental particularmente favorable a los físicos seguidos por un espectacular progreso.

El laboratorio Nacional Fermi es un laboratorio de física de altas energías, llamado así en honor al físico Enrico Fermi, pionero en física de partículas; se encuentra localizado 50 kilómetros al oeste de Chicago. En el Fermilab está instalado el segundo acelerador de partículas más potente del mundo (el primero es el Gran colisionador de hadrones), el Tevatrón, usado para descubrir el quark cima.

Dos componentes muy importantes del modelo actual de partículas fundamentales fueron descubiertos en Fermilab: el quark fondo (mayo - junio 1977) y el quark cima (febrero 1995). En julio 2000, los investigadores del Fermilab anunciaron la primera observación directa del neutrino tauónico, la última partícula fundamental en ser observada.

Hasta el 10 de septiembre de 2008, fecha en que se inauguró el LHC, el Tevatron, de 4 millas de circunferencia, y originalmente llamado Doubler de Energía cuando empezó sus funciones en 1983, fue el acelerador de partículas de más alta energía del mundo

El gran colisionador de iones es un instrumento científico gigantesco situado cerca de Ginebra, donde cruza la frontera entre Francia y Suiza alrededor de cien metros bajo tierra. Es un acelerador de partículas desarrollado en el CERN usado por físicos para estudiar las partículas más pequeñas conocidas como los bloques de construcción fundamentales de todas las cosas. Revolucionará nuestro entendimiento, desde un mundo minúsculo dentro de los átomos hasta la inmensidad del universo.

Dos rayos subatómicos de partículas llamados “hadrones” (como protones o iones de plomo) viajarán en direcciones opuestas dentro del acelerador circular, ganando energía en cada vuelta. Los físicos utilizarán el LHC para recrear las condiciones justo después del Big Bang, al colisionar dos rayos de frente a muy alta energía. Equipos de físicos alrededor del mundo analizarán las partículas creadas en la colisión utilizando detectores especiales en un número de experimentos dedicados al LHC.

Los experimentos que utilizan el LHC son:

- ATLAS (A Toroidal LHC Apparatus)

- CMS (Compact Muon Soleniod)
- LHCb(Large Hadron Collider beauty)
- ALICE- El Gran Experimento Colisionador de Iones(A Large Ion Collider Experiment)

ALICE es el gran experimento colisionador de iones parte del programa del LHC (Large Hadron Collider) del CERN en Suiza. En la actualidad el espectrómetro de ALICE se está instalando en el Punto 2 que se encuentra en el lado Francés del CERN. El detector ALICE ha sido especialmente concebido para analizar un estado particular de la materia, denominado plasma de quarks y de gluones, que se cree existió justo después de la creación del Universo.

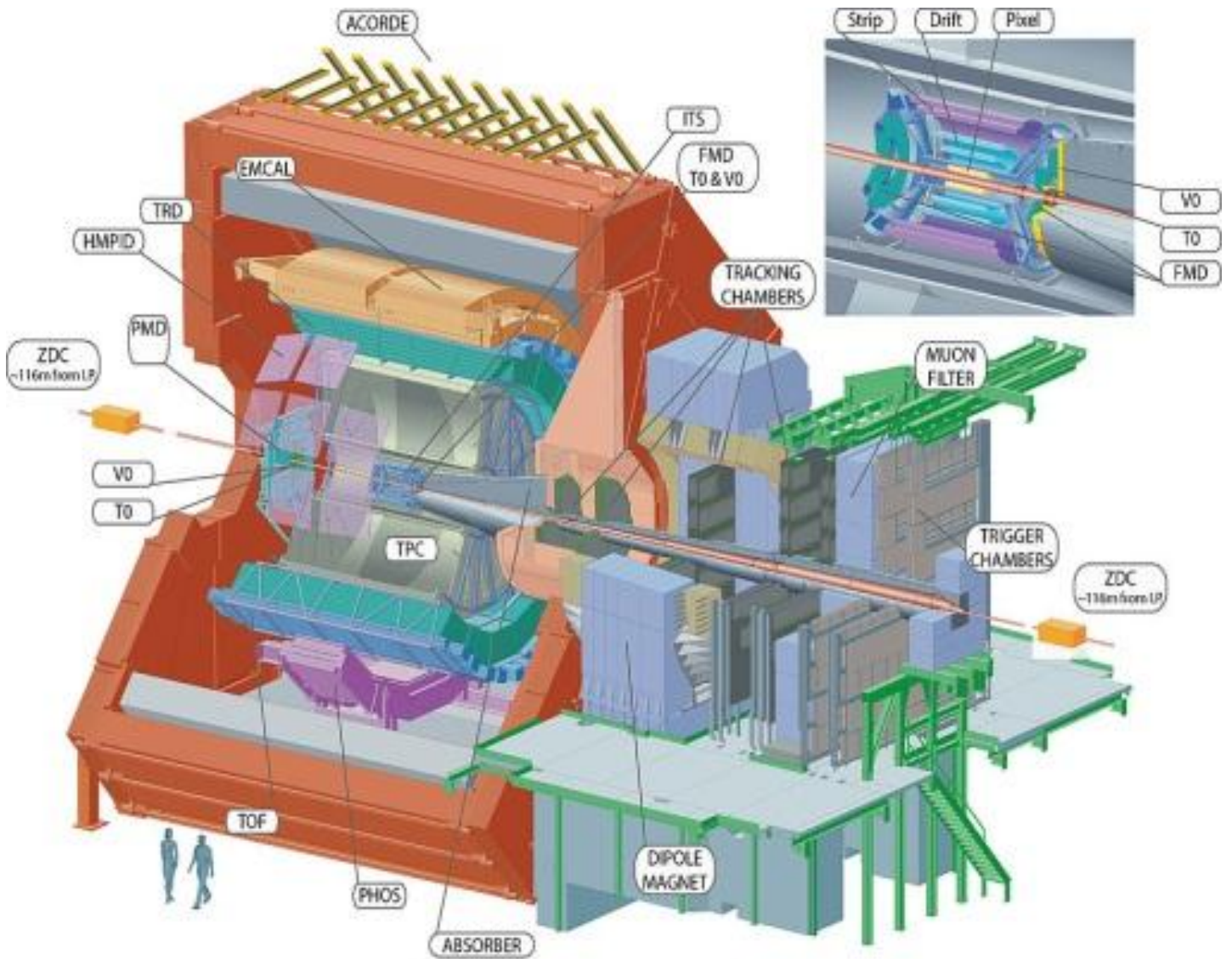
Toda la materia ordinaria en el universo de hoy se compone de átomos. Cada átomo contiene un núcleo compuesto de protones y neutrones (excepto el hidrógeno, que no tiene neutrones), rodeado por una nube de electrones. Los protones y los neutrones están a su vez hechos de quarks unidos por otras partículas llamadas gluones. No quarks nunca se ha observado en el aislamiento: los quarks, así como los gluones, parecen estar ligados de forma permanente, juntos y confinados en el interior de partículas compuestas, tales como protones y neutrones.

Las colisiones en el LHC generan temperaturas de más de 100.000 veces más caliente que el centro del Sol. El LHC ofrece colisiones entre iones de plomo, recreando condiciones de laboratorio similares a las que se tenían después de la gran explosión "BIG BAN". Bajo estas condiciones extremas, protones y neutrones se derriten, liberando los quarks de sus vínculos con los gluones. Este es el plasma de quarks y gluones.

El espectrómetro de ALICE consiste en 16 detectores uno de ellos y de los más importantes es la TPC (Time Projection Chamber). [3]

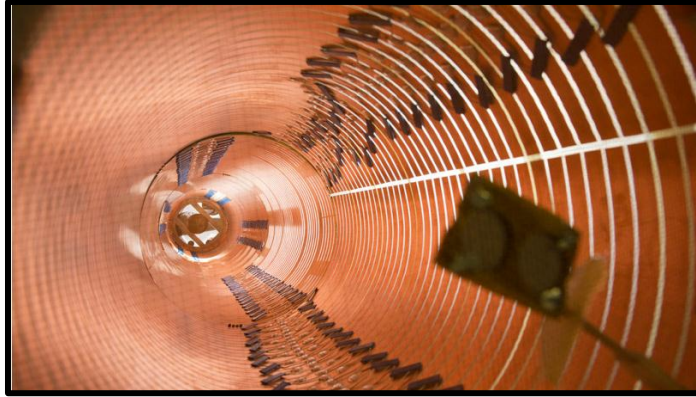
TPC (Time Projection Chamber)

En 1974, un físico del Laboratorio Nacional Lawrence Berkeley, David Nygren, desarrolló la idea de un nuevo tipo de detector de partículas que cambiaría la manera de ver las colisiones y ayudar al estudio científico. [3]



Diseño ALICE

Los detectores de partículas rastrean e identifican partículas subatómicas producidas en las colisiones de partículas. En el momento Nygren inventó la cámara de tiempo de proyección, o TPC, los científicos habían estado utilizando detectores que dieron una imagen unidimensional y así podría reconstruir muy pocas partículas de cada colisión. El concepto del Nygren, por otro lado, permite a los científicos estudiar decenas de miles de partículas subatómicas de un solo evento con mayor exactitud que antes.



TPC (Time Projection Chamber)

Por otra parte, el TPC introdujo un nuevo nivel de rendimiento que les permite a los físicos a analizar las colisiones de partículas en tres dimensiones. Los físicos consideran esta nueva hazaña uno de los notables avances en la tecnología de la física de partículas durante el siglo 20.

Cuando una partícula cargada, tal como un positrón, viaja a través de una sustancia como el aire, se ionizan átomos que cruzan su trayectoria, golpeándose liberaran algunos de sus electrones. Los científicos no pueden observar la partícula ionizante directamente, pero utilizar detectores de partículas para amplificar y medir la estela de electrones libres. Esos electrones libres sirven como sustituto de la trayectoria de la partícula ionizante, que permiten ver el tipo de partícula y su momento.

El desarrollo y contribución de este proyecto al desarrollo de la TPC es de gran importancia, ya que permitirá contribuir en la monitorización de los paneles detectores de la TPC, directamente en el consumo de corriente de los GEM's y determinar el consumo actual corriente y de esta manera saber la vida útil del detector.

Por lo que es de gran importancia la contribución de este sistema de monitoreo en la TPC, como contribución tecnológica y científica de nuestro país, y de nuestra universidad en un proyecto de impacto mundial.

OBJETIVO PRINCIPAL

“Diseñar y construir un sistema de monitoreo de corriente de un detector GEM vía fibra óptica que funcione con alto voltaje.”

OBJETIVOS PARTICULARES

- Estudiar los fundamentos teóricos de un sistema de adquisición vía fibra óptica.
- Estudiar el funcionamiento del detector GEM.
- Diseñar el hardware del sistema de adquisición.
- Diseñar e instrumentar el firmware del sistema de adquisición.
- Desarrollo del software del sistema de adquisición.
- Realizar las pruebas del sistema diseñado.
- Publicación de resultados.
- Escritura de la Tesis.

En el capítulo uno se presenta una descripción del detector GEM, características físicas, con la finalidad de entender el funcionamiento y modo de operación del detector.

En el capítulo dos se presenta el diseño del medidor de corriente o amperímetro, tomando como base las especificaciones de funcionamiento y limitaciones del sistema.

El capítulo tres se muestra el diseño del enlace óptico, los principios de funcionamiento y la selección de los componentes.

En el capítulo cuatro Se presenta el diseño del firmware y el software del sistema de monitoreo.

En el capítulo cinco se presentaran los resultados experimentales, las caracterización del medidor de corriente, de igual forma las pruebas de funcionamiento del monitor de corriente y el detector GEM.

CAPITULO I: DETECTOR GEM DE LA TPC

El detector de la cámara de proyección de tiempo (TPC: Time Projection Chamber) es el más importante del proyecto ALICE (A large Ion Collider Experiment) del CERN (Conseil European pour la Recherche Nucleaire). La TPC está integrada por múltiples detectores GEM.

1.1 GEM (GAS ELECTRON MULTIPLIER)

Creado a finales de los años sesenta por Georges Charpak , inventor de la Cámara proporcional multihilo y 1992 el premio Nobel de Física, el grupo ha participado activamente en el desarrollo y aplicaciones de detectores avanzados para la física de partículas. Después del retiro de Charpak a principios de los años noventa, la investigación está dirigida por Fabio Sauli , que se unió al grupo en 1969. Después del retiro de Sauli (marzo de 2006) la investigación está dirigida por Leszek Ropelewski.[8]

Muchos diseños de detectores se han introducido o desarrollado a lo largo de los años, sobre todo (pero no sólo) para satisfacer las necesidades cada vez más exigentes en la física de alta energía. Incluyen multifilar Chambers (MWPC), Drift Salas, (DC) Multi-Paso Avalancha Chambers (MSAC), Anillo Imaging Cherenkov Chambers (RICH), Multi-Drift Módulos (MDM), Micro-Strip Cámaras de Gas (MsgC). Dispositivos dedicados han sido desarrollados para aplicaciones en la medicina y la biología.[8]

Un GEM (multiplicador de electrones de gas) está hecha de un placa (50 micras) de lámina de Kapton, un revestimiento de cobre en cada lado, perforada superficial, cada uno que actúa como un canal de multiplicación de electrones. Cada agujero tiene una estructura bi-cónica con diámetro externo de 50 micras y un paso de 140 micras [1]

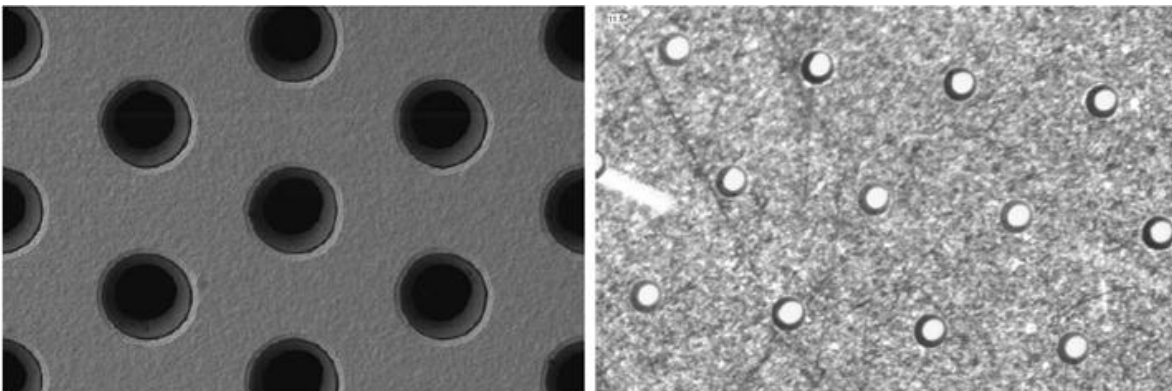


Figura1.1: Fotografía de un microscopio electrónico de un GEM .

La forma bi-cónica del agujero minimiza el efecto de carga dentro de los agujeros (con respecto a la forma cónica). El GEM es el elemento clave de una nueva generación de detectores de gas.

1.2 EXPLICACION SIMPLE DEL FUNCIONAMIENTO DEL GEM.

Una partícula cargada o un fotón que interactúan en el gas de la región del drift producen una ionización racimos de iones positivos y electrones. Debido al campo eléctrico aplicado, el grupo de iones positivos del drift va hacia el cátodo, mientras que el grupo de electrones va hacia los agujeros de la primera lámina de GEM.

Aquí la carga se multiplica y mientras la carga amplificada hacia el segundo GEM se frustrar un gran porcentaje de los iones positivos producidos en los agujeros es capturado por el electrodo superior GEM. Así el canal multiplicación se libera rápidamente y grupos de electrones se multiplican. La ganancia es proporcional a la suma de los voltajes de GEM. [1]

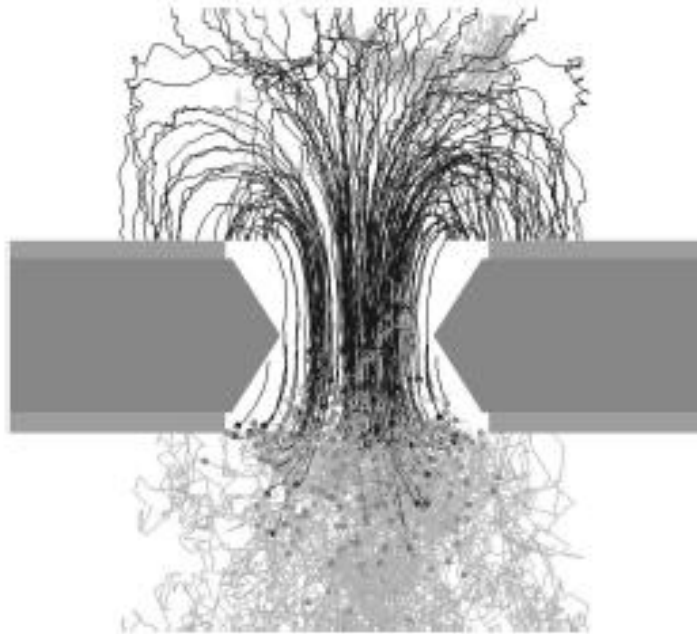


Figura 1.2: Simulación funcionamiento GEM

1.3 PRESTACIONES DE DETECTORES GEM

Un único detector GEM consiste en una región de conversión y “drift”, una lámina de GEM, una región de inducción y una placa de circuito impreso (PCB) para la recolección de electrones.

Valores de espesor típicos para detectores de haz rápidos son 3 mm para el drift y 1 mm para la placa de inducción. Una característica esencial del dispositivo (que no se encuentra en cualquier otro detector de gas) es que el electrodo de multiplicación de carga, recibiendo alta tensión (GEM) se separa eléctricamente de la placa de lectura.[1]

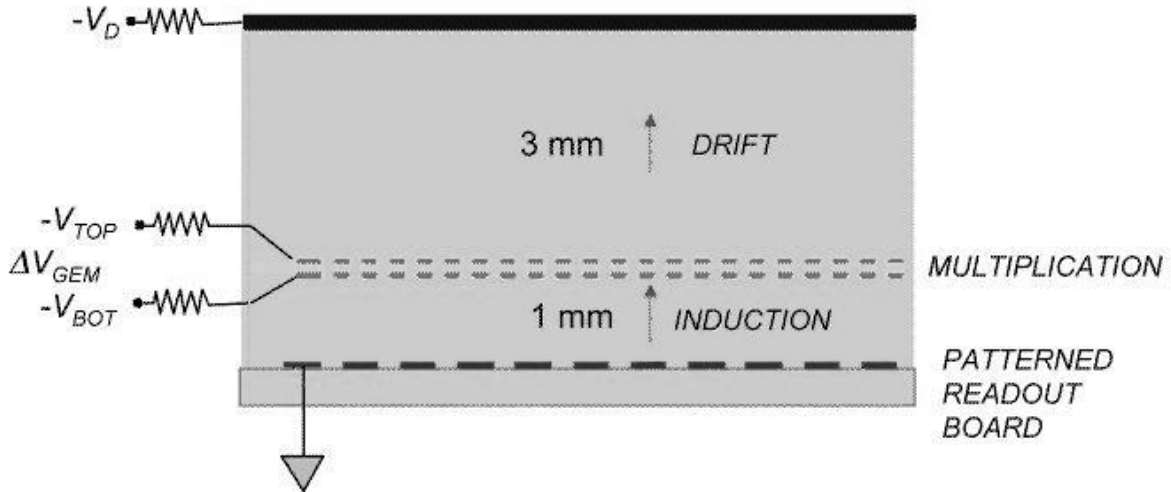


Figura1.3: Conexión de un GEM simple

La amplificación de avalancha proporcional se ha observado en una amplia gama de gases y presiones. La ganancia efectiva de la estructura, que se define como la relación de recogida de carga primaria (una fracción de la carga es recogida por los electrodos GEM), puede llegar a diez mil en la mayoría de los gases, aunque se recomienda una ganancia por debajo de un mil para una operación más segura.

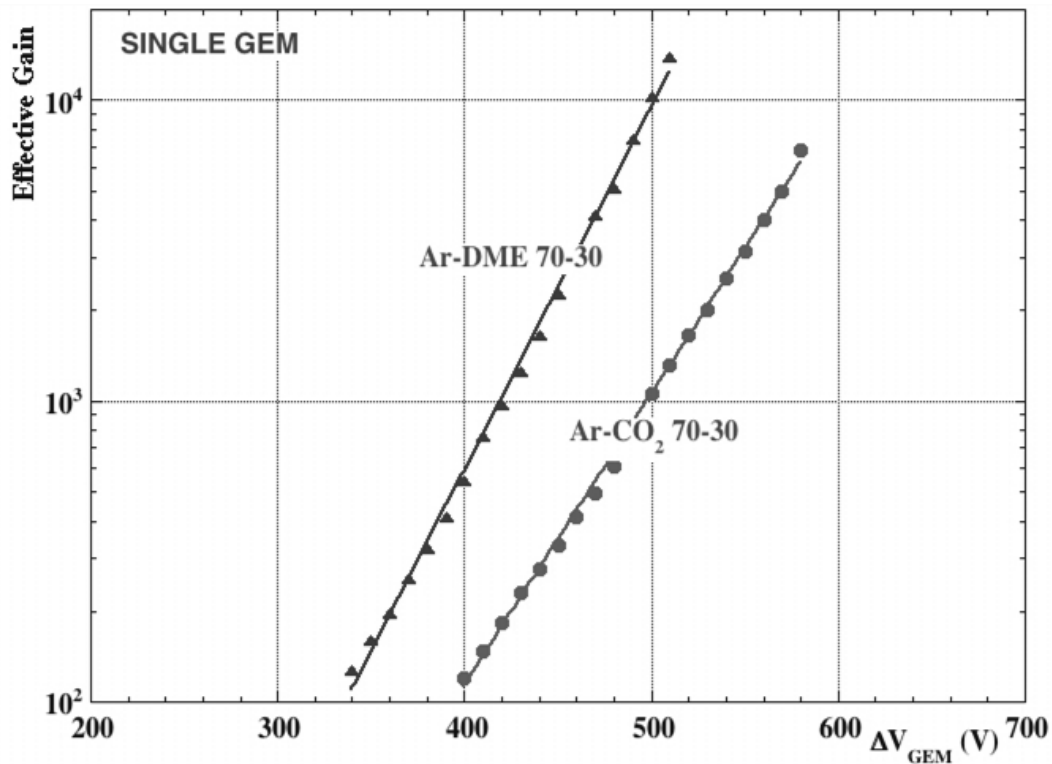


Figura 1.4: Relación de comparación entre la respuesta de amplificación de un GEM de una capa, respuesta con dos gases diferentes.

A pesar de los altos beneficios se pueden alcanzar con una sola placa, una operación más segura con mayores ganancias se pueden obtener en cascada, dos o más GEMS. Un detector de doble GEM tiene un drift, una transferencia y una región de la inducción de la señal.

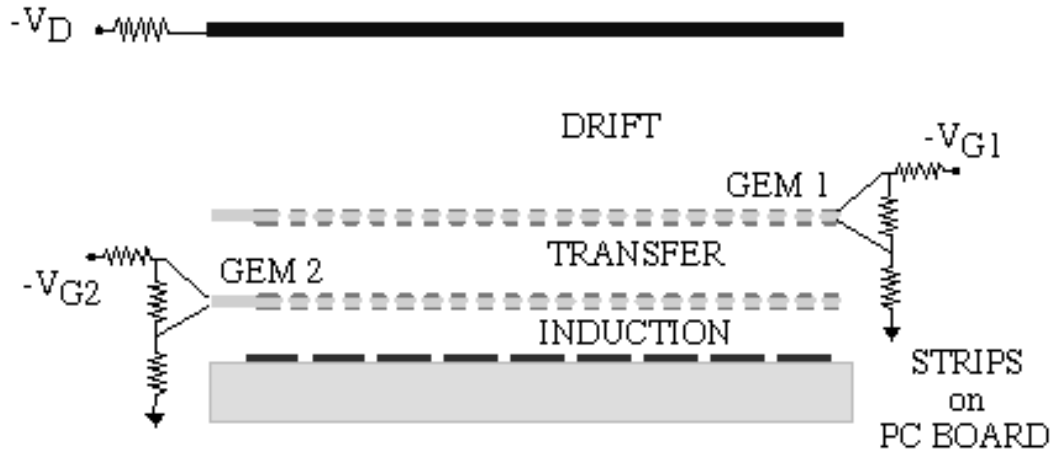


Figura 1.5: Esquemático que muestra la conexión de un GEM doble

La ganancia total efectiva de los dos GEMS es aproximadamente el producto de las ganancias de los dos:

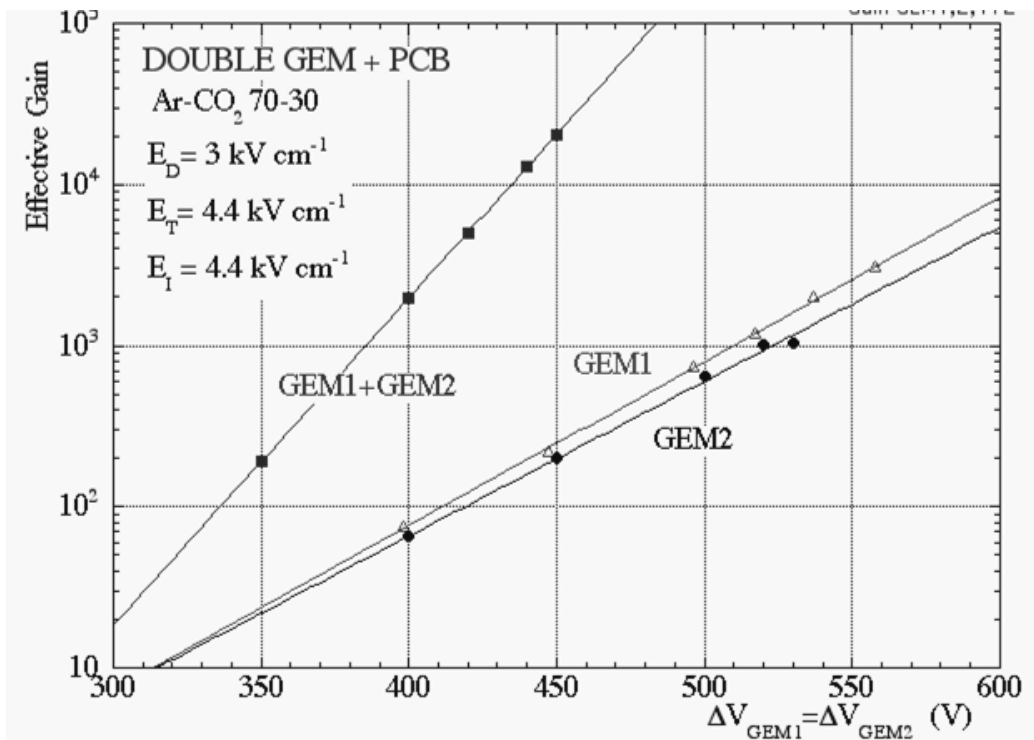


Figura 1.6: Ganancias de un GEM doble en comparativa con dos GEM's separados

Una cascada de tres detectores permite alcanzar logros aún mayores, sobre todo en presencia de ambientes fuertemente ionizantes. Múltiples dispositivos GEM permiten obtener muy altas ganancias en gases nobles puros.

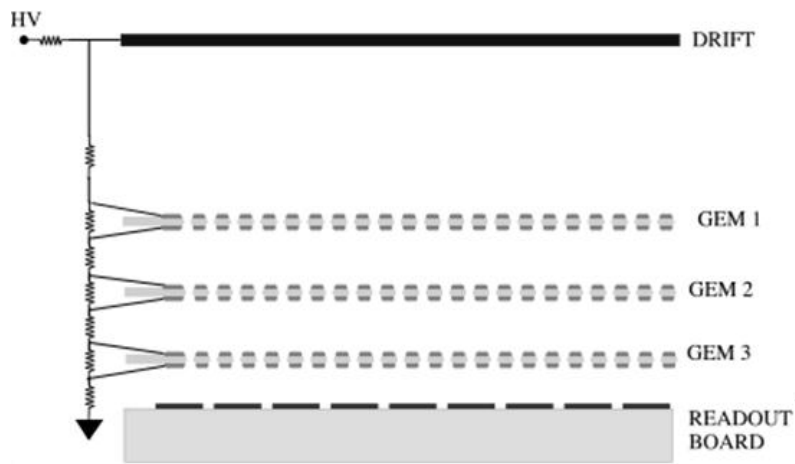


Figura 1.7: Configuración GEM triple.

La probabilidad de descargar en una ganancia determinada depende de la presencia de ambientes fuertemente ionizantes. Con un GEM triple, tenemos una ganancia muy por encima de 10^4 .

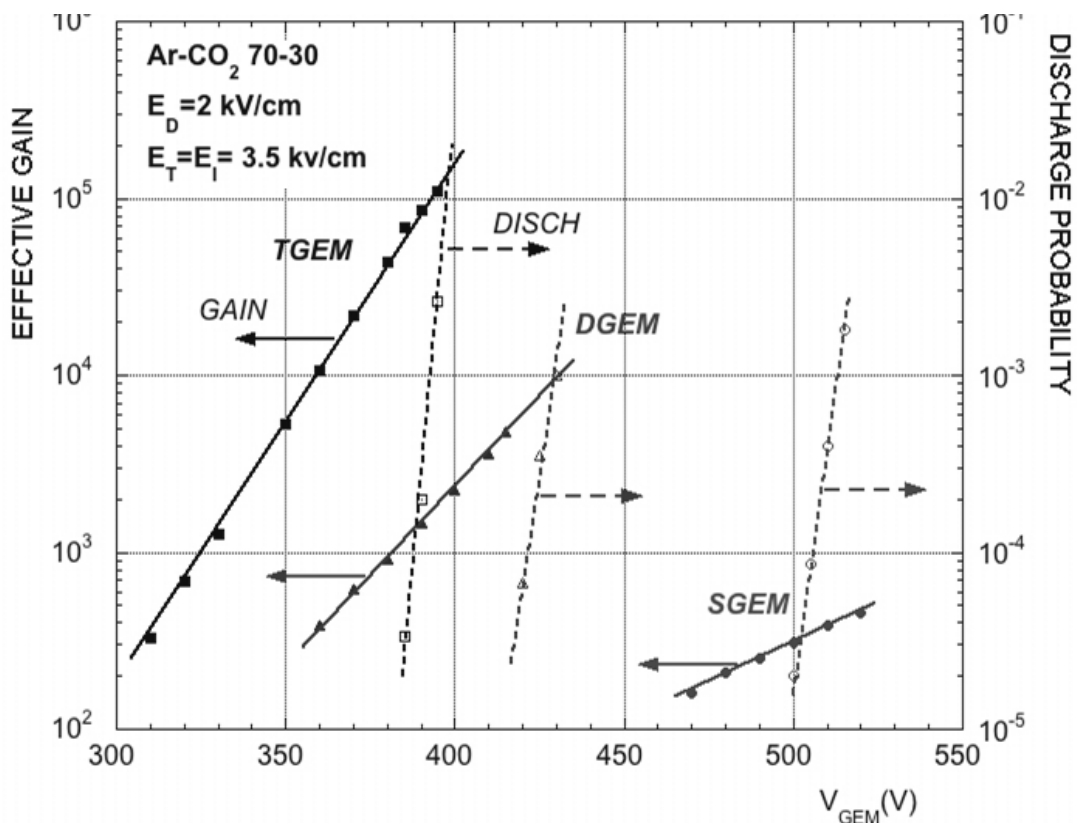


Figura 1.8: Ganancia, una probabilidad de descarga alta con partículas alfa para el GEM individuales, dobles y triples.

Se ha observado, aunque no siempre, que una descarga eléctrica, se puede desarrollar en una chispa y resultar en daños irreversibles para el GEM. Esto podría ser una consecuencia de diferentes o impredecibles tiempos de reacción de las fuentes de alimentación, lo que resulta en un aumento temporal de la tensión de GEM. [7]

1.4 Respuesta del GEM UNAM

Para realizar las pruebas del monitor de corriente, la colaboración con la UNAM permite acceso a un arreglo de GEM's doble que se encuentra ubicado en el ICN (Instituto de Ciencias Nucleares).

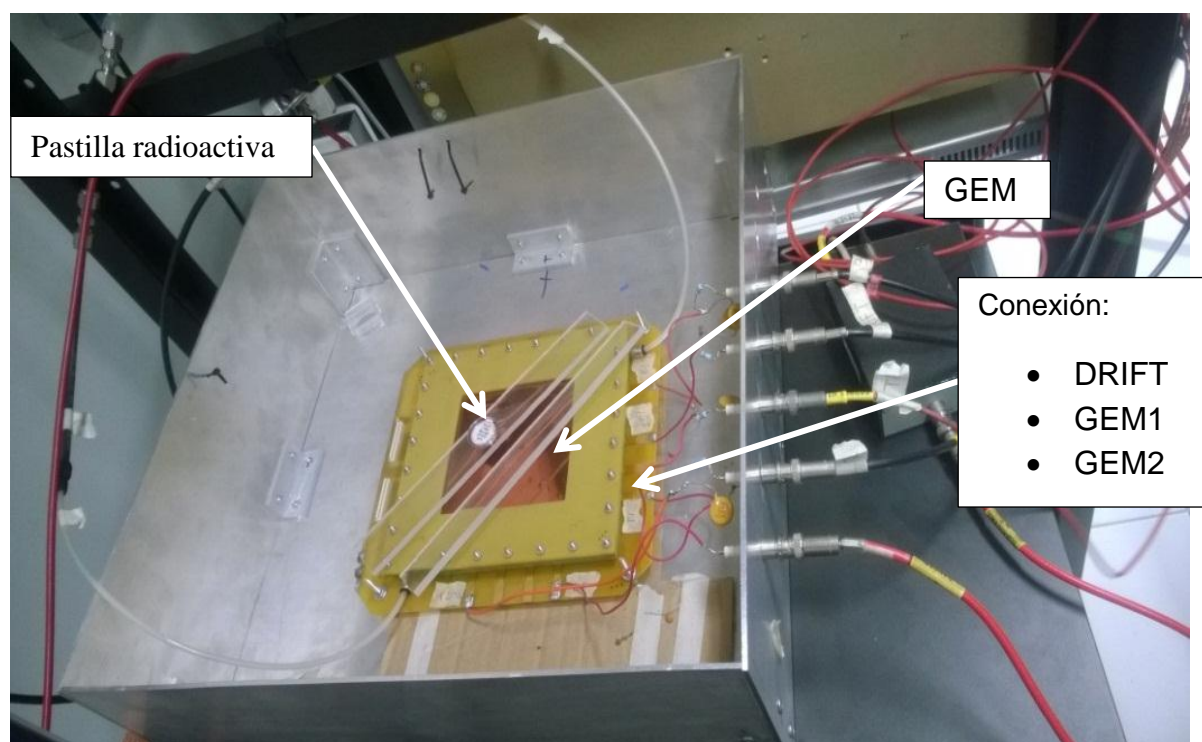


Figura 1.9: GEM del ICN de la UNAM

En la figura 1.9 se muestra la conexión estándar de un detector GEM y se indican las ubicaciones del DRIFT, la primera conexión GEM1 y la conexión GEM2, para que se presenten eventos en los detectores es necesario según lo indicado colocar una pastilla radioactiva que fomentara la aparición de los eventos de detección de partículas cósmicas y electrones, y a su vez incrementara la posibilidad de descargas en el GEM.

En la figura 1.10 se observa del lado izquierdo el GEM y de lado derecho el sistema de alimentación del detector.



Figura 1.10: GEM y fuente de alimentación

Operación del GEM (energización)

- Se debe de cargar o habilitar la entrada de gas al detector, en este caso trabajan con CO_2 (dióxido de carbono). Usualmente se habilitan con un tiempo de espera larga, preferentemente una noche anterior.
- El proceso de activación de cada una de las capas del GEM desde el Drift hasta el último nivel del detector es incrementar de manera escalonada y de manera baja los niveles de voltaje en cada uno, generalmente incrementando en cada una de las capas preservando una diferencia de voltaje desde el DRIFT hasta el último nivel.
- Los niveles de voltaje están referidos a el DRIFT, GEM1 (Top1 y Bottom1) y GEM2 (Top2 y Bottom2).
- Bottom2 última capa del GEM, conectada al amplificador del sistema para mostrar los eventos.
- El control de incremento en los voltajes está controlado por una PC.

Nivel del GEM	Descripción	Voltaje aplicado
DRIFT	Capa superior	-1675 V
Top1	Capa superior GEM1	-1650 V
Bottom1	Capa inferior GEM1	-900 V
Top2	Capa superior GEM2	-880 V
Bottom2	Capa inferior GEM2	0 V

Figura 1.11: Niveles de voltaje aplicados en la prueba sin la tarjeta del amperímetro.

En la figura 1.11 se muestran los niveles de voltaje para la operación normal del GEM. Donde se observa que entre cada GEM existe una diferencia de 800 V. En la figura 1.12 se muestra la respuesta del GEM al detectar una partícula generada por la pastilla radioactiva para generar eventos (respuesta en el GEM).

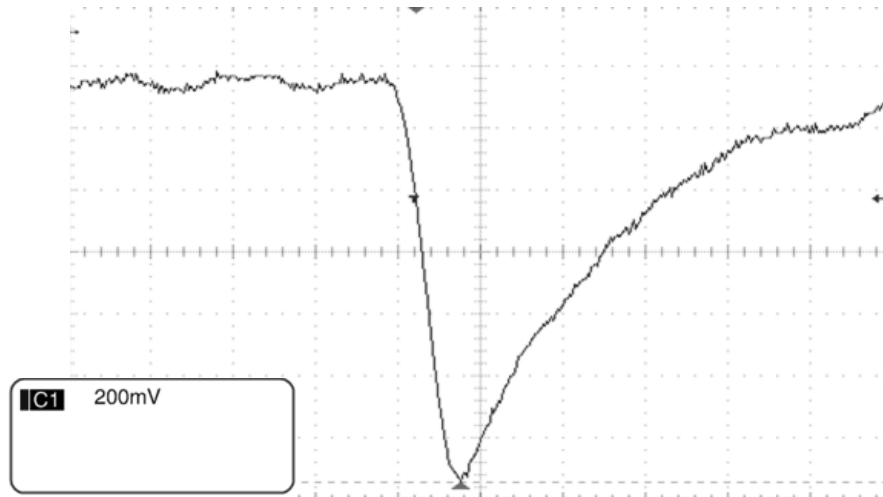


Figura 1.12: Respuesta normal del GEM.

1.5 CONCLUSIONES:

En relación a las características teóricas de la respuesta del GEM y los resultados de las pruebas de operación del GEM del ICN, concuerdan en la respuesta obtenida, por lo que entre mayor voltaje se aplica en las capas del GEM mayor cantidad de eventos se detectan, así mismo se observa el comportamiento de la señal de salida y sus niveles de voltaje normales, esto con la finalidad de tomar como parámetro de comparativa al conectar el sistema de monitoreo de corriente.

CAPITULO II: MEDIDOR DE CORRIENTE

Se requiere desarrollar un circuito electrónico que sirva para monitorear cada canal de los GEMs para registrar las variaciones de corriente del detector. La propuesta es diseñar e instrumentar un amperímetro digital que resista el alto voltaje ya que tiene que ser conectado en serie con la fuente de alto voltaje y el GEM.

2.1 SISTEMA DE MONITOREO DE CORRIENTE.

El medidor de corriente es parte del sistema de monitoreo de corriente, este sistema se muestra en la figura 2.1.

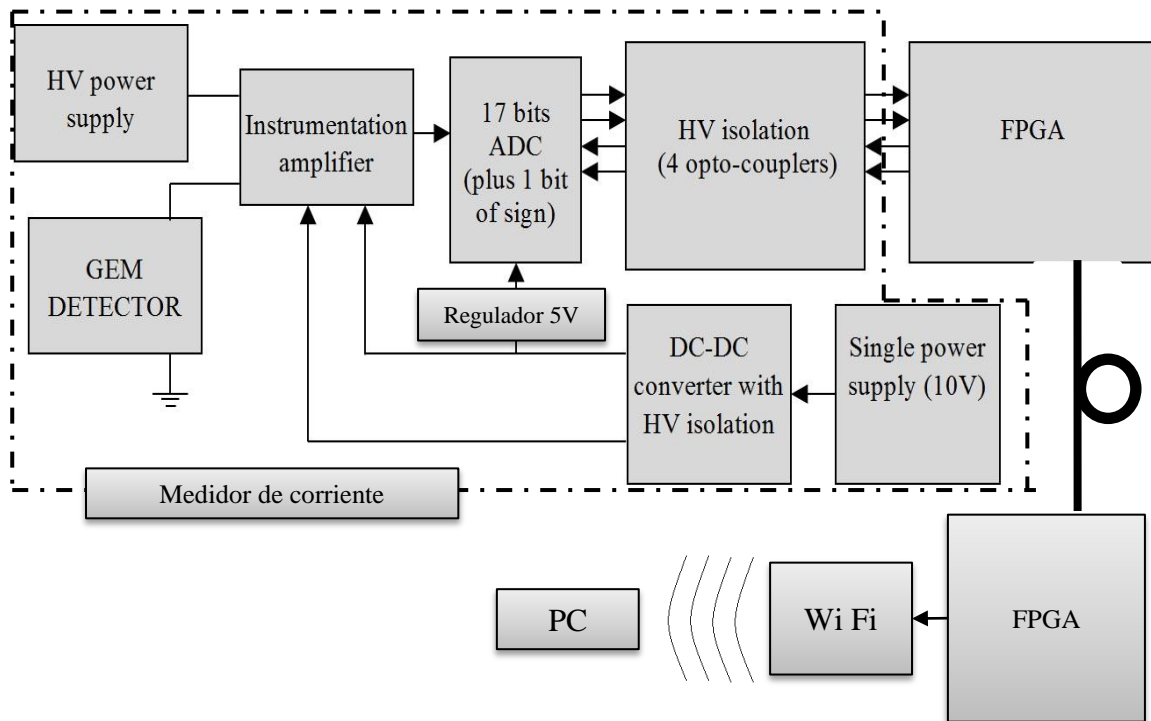


Figura 2.1: Diagrama a bloques del monitor de corriente.

El sistema se tiene que conectar al alto voltaje y al detector GEM por los que se requieren conectores de alto voltaje.

Los niveles de voltaje necesarios para utilizar la tarjeta del medidor de corriente se obtienen a partir de la utilización de un convertidor DC-DC, en este caso además de acondicionar el voltaje de la tarjeta, permite aislar las alimentaciones de alto y bajo voltaje. Posteriormente se utiliza un regulador de voltaje con la finalidad de acondicionar el voltaje de operación del ADC.-

En el bloque siguiente, es necesario diseñar un circuito eléctrico para poder medir la corriente y posteriormente acondicionar la señal medida a los niveles de voltaje de entrada del ADC, por lo que se planteó utilizar un amplificador de instrumentación, por su bajo nivel de ruido y la capacidad de manejar ganancias de amplificación altas

El ADC seleccionado para digitalizar la información es de 18 bits con 1 bit de signo, lo cual permitirá medir el comportamiento de consumo en un rango amplio, desde valores negativos y positivos.

Los opto acopladores además de funcionar como aisladores de la parte del alto voltaje de la tarjeta y la parte del bajo voltaje de la misma, permite acondicionar la señal para ser enviada al primer FPGA.

El primer FPGA realizara la comunicación con al ADC, posteriormente codificara y enviara el dato en forma de dato serial por medio del enlace óptico.

El segundo FPGA convierte la información serial en paralela que es recibida del enlace óptico, posteriormente codifica y envía el dato al módulo Wi-Fi para ser transmitido en la computadora.

Finalmente la información es recibida en la computadora, que decodificara la información, e interpretara los datos para desplegar en forma de grafica en la pantalla, con la finalidad de realizar el monitoreo del comportamiento de consumo de corriente del GEM.

2.2 ESPECIFICACIONES GENERALES DEL MEDIDOR DE CORRIENTE.

En relación a las necesidades de la colaboración con el CERN, se plantearon las especificaciones y limitantes de diseño, estas especificaciones se muestran en la figura 2.2.

Especificación	Descripción
Escala de medición	0-100 μ A
Resistencia R_{imax}	10k Ω
Aislamiento (Alto voltaje)	4 kV
Frecuencia de muestreo	1 Ksps

Figura 2.2: Tabla de especificaciones de diseño

Como una necesidad clara del medidor de corriente, debe operar sin modificar el comportamiento del GEM, ya que este es muy sensible, esto está implicado por la capacidad de amplificación del detector, ya que presenta en la salida del detector un amplificador integrador, esto se debe a la necesidad de tener una ganancia muy alta, con la finalidad de poder medir los pequeños eventos detectados por el GEM, misma razón por la que si el sistema introduce señales indeseadas al GEM se verá inmediatamente reflejado en la operación del mismo.

Las características de diseño del medidor de corriente están basadas en el detector GEM del CERN, así como los niveles de voltaje de operación del detector ubicado en la TPC.

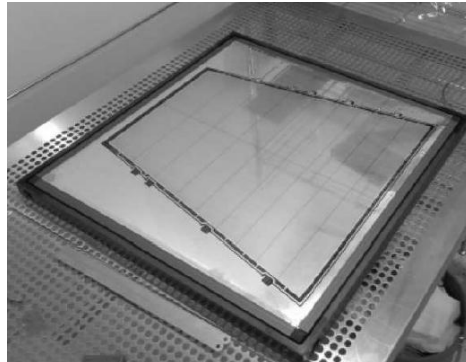


Figura 2.3: GEM de la TPC.

Referido a las especificaciones del GEM de la TPC los niveles de voltaje entre cada uno de los GEM colocados para la amplificación es de 800 V. En este caso este detector tiene una configuración de cuatro GEM's para obtener mayor amplificación de cada evento, además a la salida cuenta con una salida a un amplificador de instrumentación para poder medir los eventos en el detector, estas señales son observadas en osciloscopio para poder analizar su comportamiento, como se muestra en la figura 2.4.

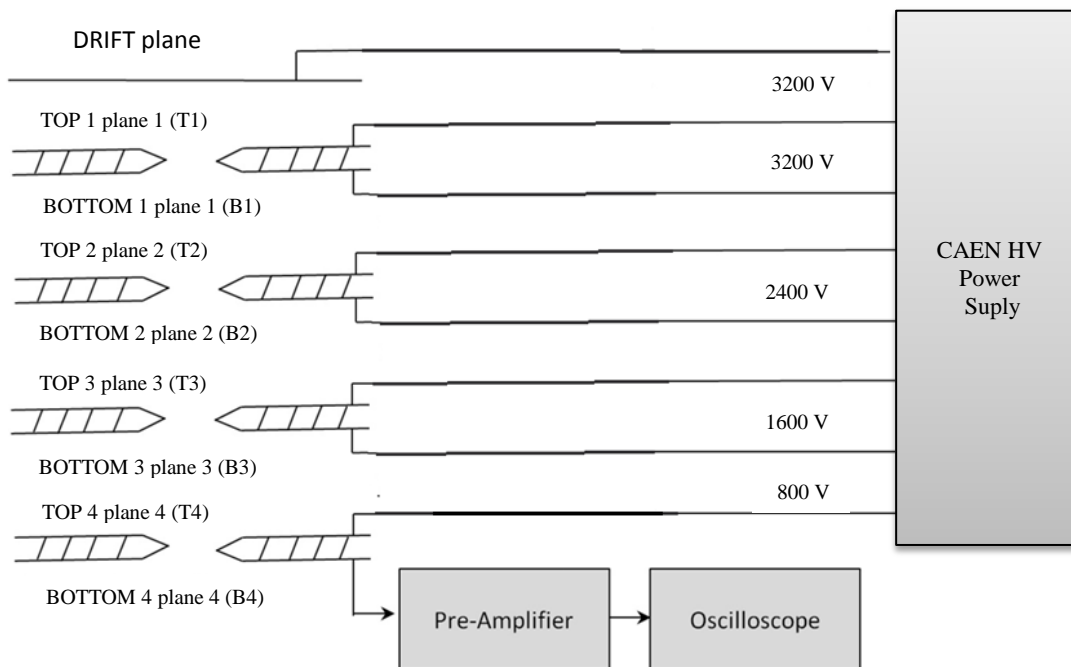


Figura 2.4: Diagrama de conexión eléctrica GEM TPC.

EL GEM del en donde se realizaran las mediciones y pruebas del medidor de corriente se encuentra ubicado en la UNAM, específicamente en el Instituto de Ciencias Nucleares (INC), en la figura 2.5 se presenta una imagen del GEM.

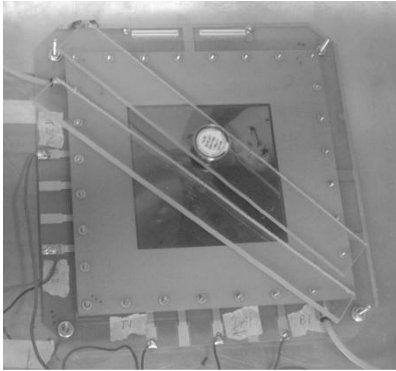


Figura 2.5: GEM del ICN de la UNAM.

Como característica de este GEM cuenta con dos planos, para generar los eventos en el detector se utiliza una pastilla radioactiva, una características del uso del este detector en el ICN es que utilizan un filtro RC en la entrada de cada plano, en la figura 2.6 se muestra el diagrama de conexión eléctrica de este detector con los filtros.

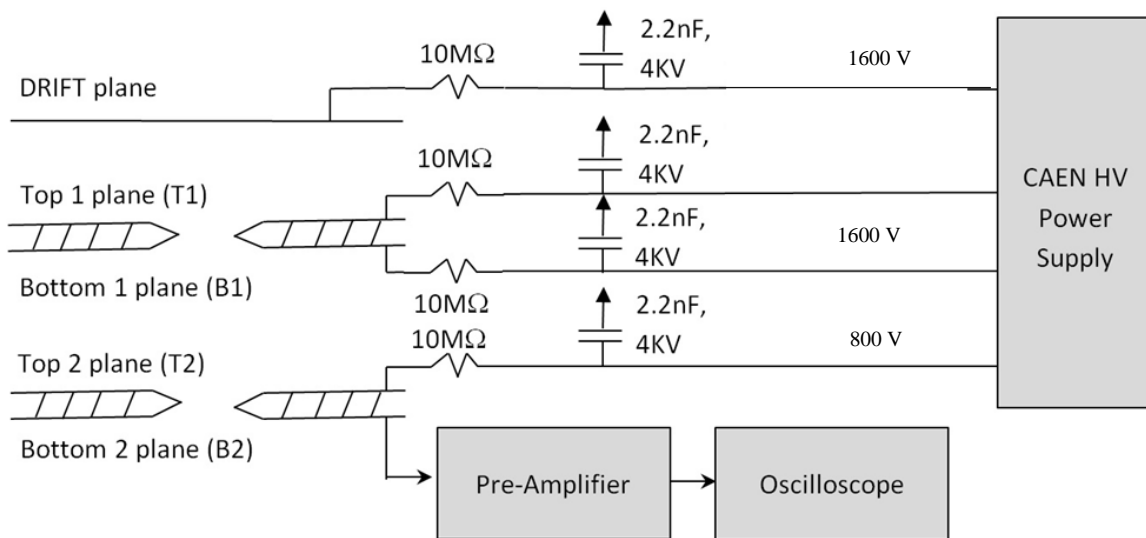


Figura 2.6: Diagrama de conexión del GEM ubicado en el ICN.

2.3 DIAGRAMA A BLOQUES DEL MEDIDOR DE CORRIENTE.

El diseño del medidor de corriente está en base a las características y limitantes propias del detector, en la figura 2.7 se muestra el diseño a bloques del medidor.

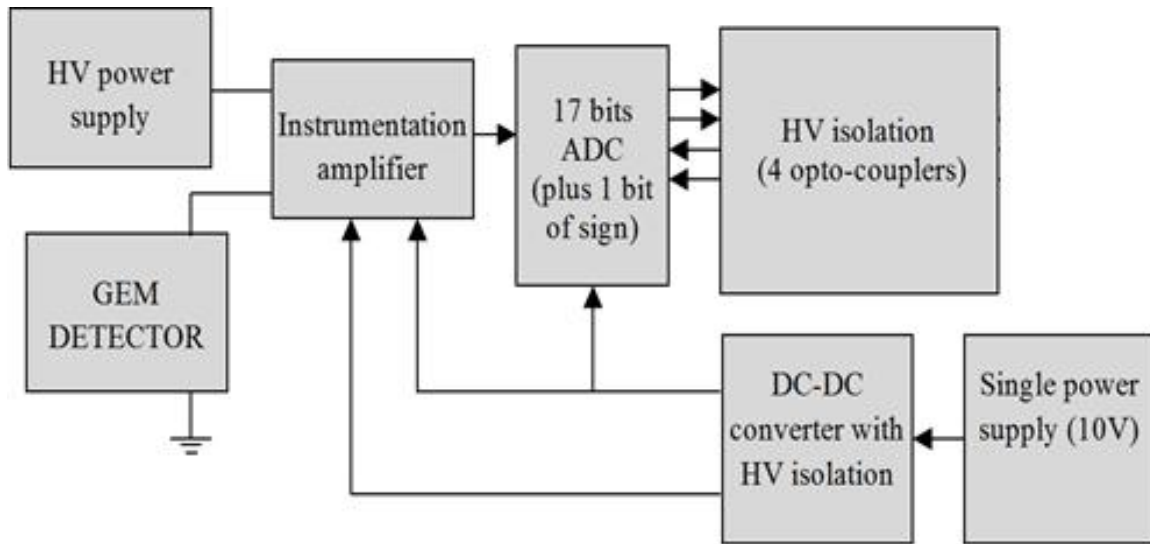


Figura 2.7: Diagrama a bloques del medidor de corriente.

En base al diagrama a bloques del sistema de medición de corriente se diseña en la plataforma ALTIUM DESIGNER el circuito para la implementación del hardware.

Conexión al medidor de corriente.

En base al requerimiento de no intervenir con la operación normal del detector, se plantea un arreglo resistivo, en donde la resistencias de este son muy altas y en base a esto medir la caída de voltaje en el arreglo, esto indicara la resistencia que fluye en el sistema, el arreglo resistivo se muestra en la figura 2.8.

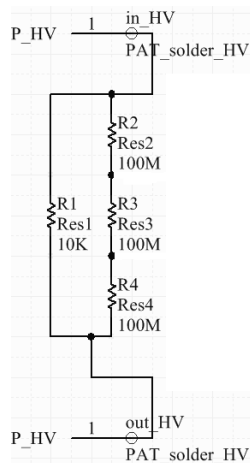


Figura 2.8: Arreglo resistivo del medidor de corriente.

La corriente máxima admitida es de $100\mu A$ de acuerdo a las especificaciones por lo que tenemos que por ley de ohm:

$$I_{max} = \frac{\text{Voltaje}}{\text{Resistencia}}$$

Por tanto:

$$\text{Voltaje} = I_{max} * \text{Resistencia}$$

Entonces:

$$1V = 100\mu A * 10k\Omega$$

Por lo que tenemos que el voltaje de entrada es de 0-1 volt..

Amplificador de instrumentación

Se utiliza un amplificador de instrumentación ya que maneja niveles de ruido bajos, y como se requiere amplificar una señal muy pequeña se requiere una ganancia alta, de este modo que si el nivel de ruido es alto, al amplificar la señal el ruido de la misma se amplificara, destruyendo la información que se requiere medir.

El amplificador que se selecciono es el AD8220, en la figura 2.9 se presenta el circuito del amplificador con el arreglo resistivo.

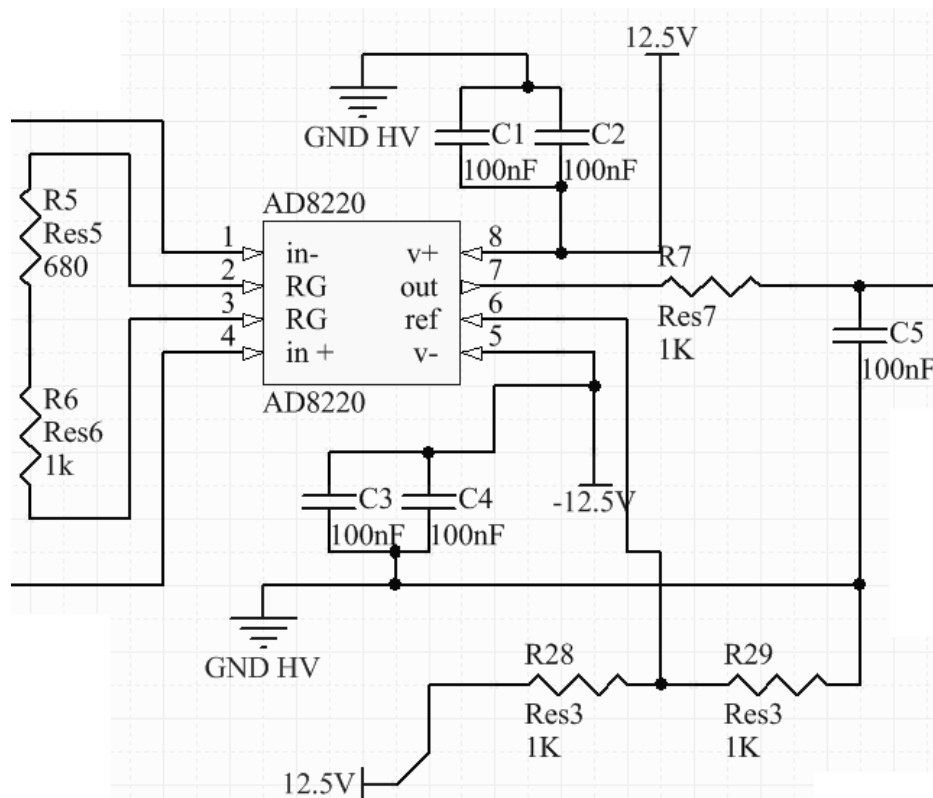


Figura2.9: Diagrama del amplificador de instrumentación AD8220

En relación a esto tenemos que:

$$V_2 = \frac{V_{in}}{3}; \text{ donde } V_{in} = 0 - 1V_{dc}$$

Por lo que en el valor máximo tenemos que

$$V_2 = \frac{1}{3} = 0.333 V_{dc}$$

con el voltaje de salida necesario para saturar el ADC de 18 bits tenemos que

$$10.24 V_{dc} = G * 0.333 V_{dc}$$

$$G = \frac{10.24 V_{dc}}{0.333 V_{dc}} = 30.4047$$

La ganancia del amplificador está determinada por una resistencia (RG) en relación a

$$G = \frac{49.4 k\Omega}{RG} + 1$$

Por lo que tenemos que

$$RG = 1.68 K\Omega$$

Convertidor analógico digital de 18 bits

El ADC de 18 bits es requerido por la colaboración del CERN, por lo que se seleccionó el componente LTC2326-18, las características más importantes se muestran en la figura 2.10.

Característica	Descripción
Tasa de rendimiento	250 Ksps
Bits	18 bits
Reloj	Interno
Entrada	Pseudo diferencial ± 10.24 VDC
Salida	Serial
Voltaje de alimentación	5 VDC
Voltaje de salida	1.8 - 5 VDC

Figura 2.10: Características del ADC 18 bits

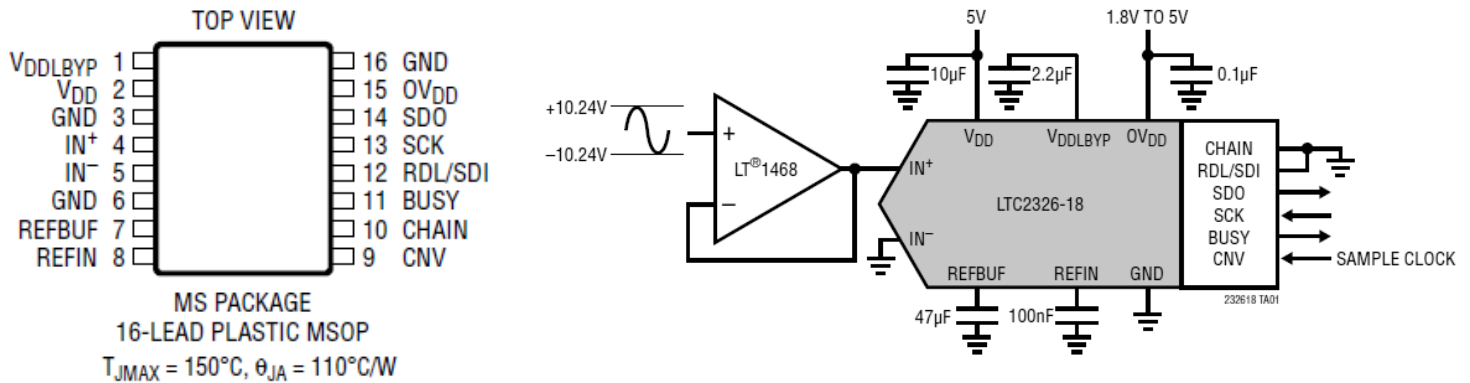


Figura 2.11: Pines y conexión del ADC 18 bits.

Como se observa en la figura 2.11 y en relación con la característica de la entrada pseudo-diferencial, la entrada solo admite una entrada de voltaje con un rango de operación de 10.24 a -10.24, por lo que tenemos 18 bits, con un bit de signo, en relación con la figura 2.12.

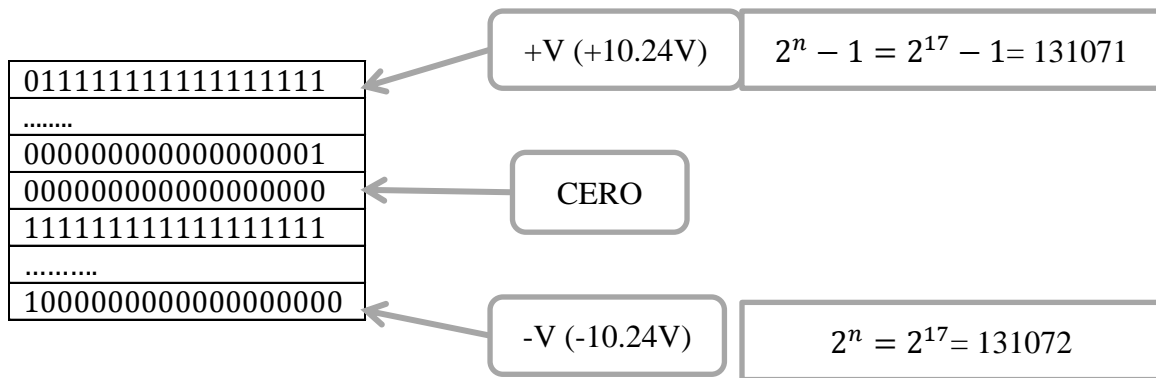


Figura 2.12: Bits positivos y negativos ADC.

Se realizó el diseño de la circuitería para instrumentar la tarjeta y poder caracterizar el ADC como se muestra en la figura 2.13

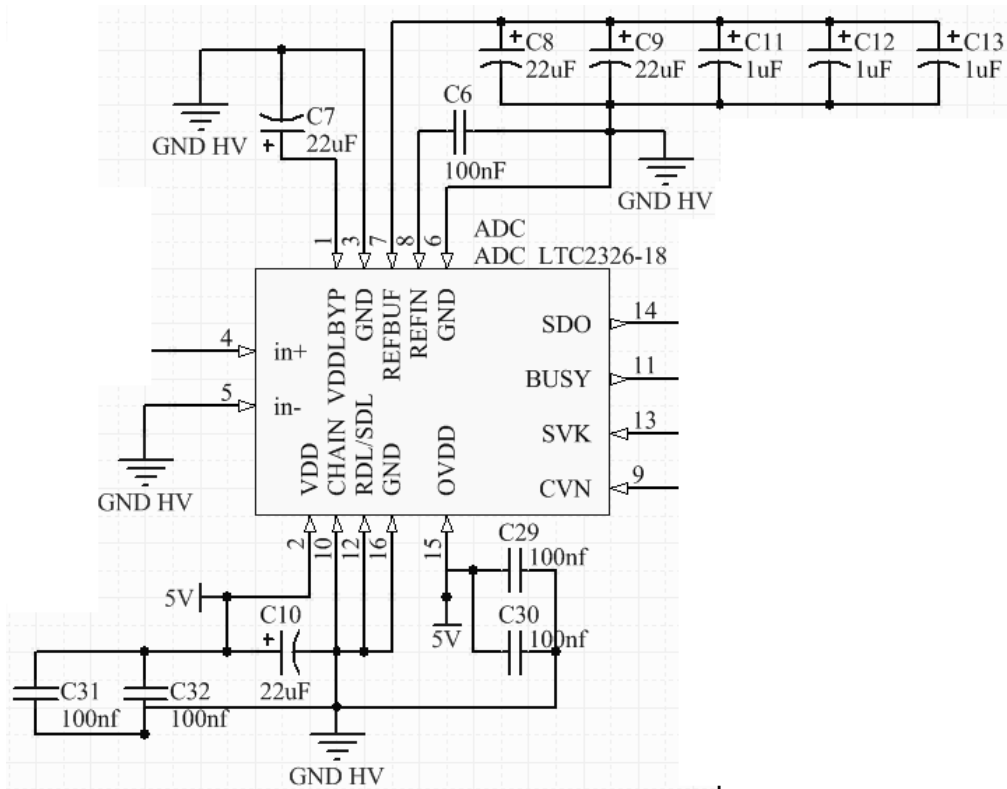


Figura 2.13: Diseño circuito ADC.

El diagrama de tiempo del ADC es el de la figura 2.14.

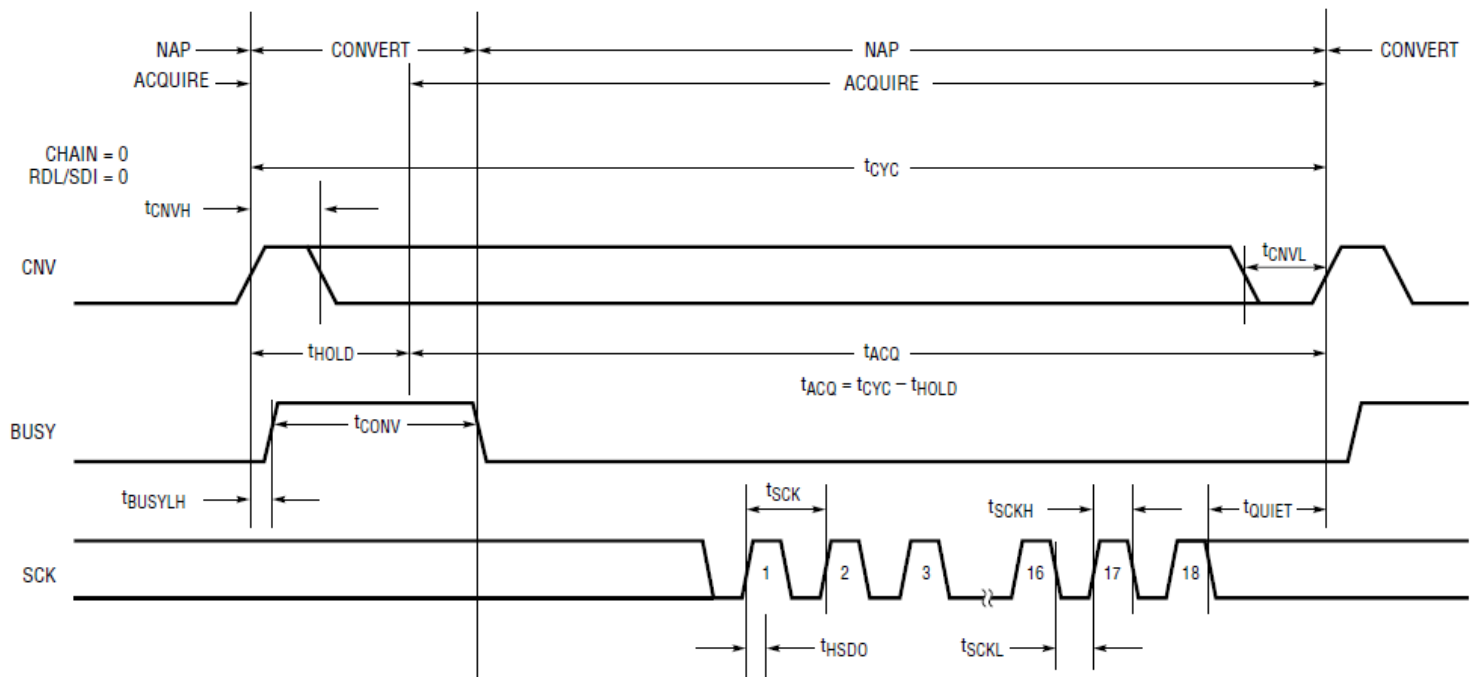


Figura 2.14: Diagrama de tiempo ADC

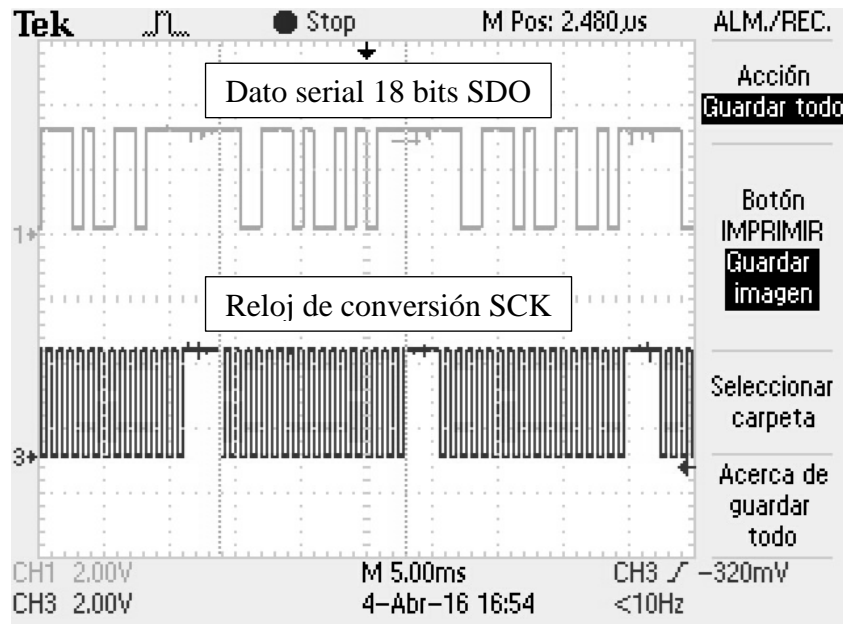


Figura 2.15: Respuesta del ADC 18 bits.

En la figura 2.15 se observa la respuesta del ADC en operación normal.

Convertidor DC-DC (MED-FS16U)

La característica principal de este dispositivo es convertir la corriente continua de una tensión a otra, se seleccionó este dispositivo con la finalidad de aislar el alto voltaje de entrada del monitor de corriente, las características del componente se muestran en la figura 2.16.

Característica	Descripción
Voltaje de entrada	0-15 VDC
Voltaje de salida	± 15VDC
Corriente de salida	±67 Ma
Voltaje de aislamiento	5 KV

Figura 2.16: Características convertidor DC-DC.

En la figura 2.17 se muestra el diagrama eléctrico del convertidor DC-DC.

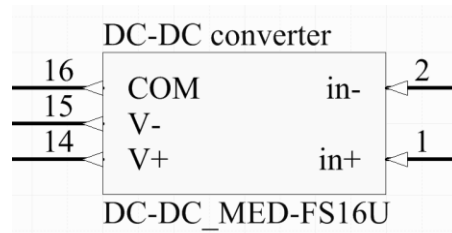


Figura 2.17: Diagrama convertidor DC-DC.

Configuración del TPS75501

El voltaje que se requieren para la polarización del ADC de 18 bits es de 5 VDC, por lo que requiere ajustar el nivel de voltaje de entrada al regulador, esto se realizó implementando diodos zener en base al circuito de la figura 2.18.

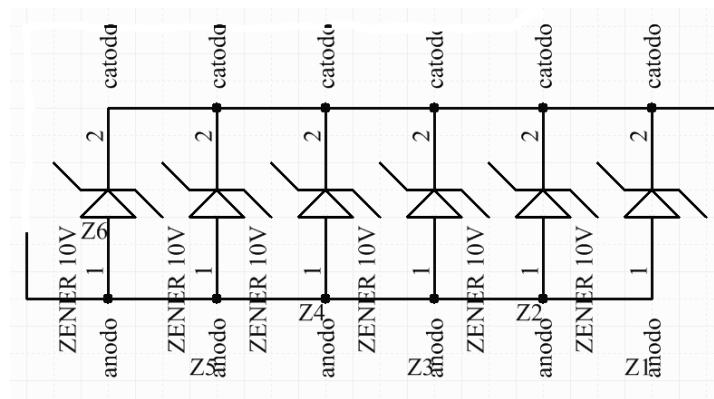


Figura 2.18: Arreglo de diodos zener.

En base al diseño de los diodos zener se contempla conectarlos en paralelo por el consumo de corriente del ADC y de los opto acopladores, por lo que tenemos en la figura 2.19 la tabla de consumo de corriente.

Componente	Consumo de corriente	Número de piezas	Consumo total.
ADC 18 bits	9.9 mA.	1	9.9 mA.
Opto acopladores	30 mA	4	120 mA

Figura 2.19: Tabla de consumo de corriente componentes a 5V

Por lo cual se tiene un consumo total de corriente de 129mA, por lo que se tiene que

1 diodo zener drena 25 mA

Por tanto tenemos que

La salida de voltaje del regulador es ajustable usando la configuración correcta de las resistencias externas de acuerdo a la ecuación

$$V_o = V_{ref} * \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$$

Donde

$$V_{ref} = 1.224 \text{ v}$$

Entonces

$$R_1 = \left[\frac{V_{out}}{V_{REF}} - 1 \right] R_2$$

$$V_{out} = 5\text{v} ; R_2 = 22 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = [3.0849]R_2$$

$$R_1 = 67.86 \text{ k}\Omega$$

Opto acopladores.

Los opto acopladores tiene como función separar la comunicación del ADC que se encuentra operando en la tarjeta con alto voltaje, las características físicas se muestran en la figura 2.21

Componente	Característica
OPI1268S	<ul style="list-style-type: none"> • Aislamiento de voltaje 20KV • Tasa de transferencia 2Mbit/s • Señal compatible TTL

Figura 2.21: Características opto acoplador.

Se diseña el circuito de funcionamiento del opto acoplador, para polarizar el opto acoplador en la parte emisora y poder ajustar el voltaje de salida para comunicarlo con el FPGA, el circuito se muestra en la figura 2.22.

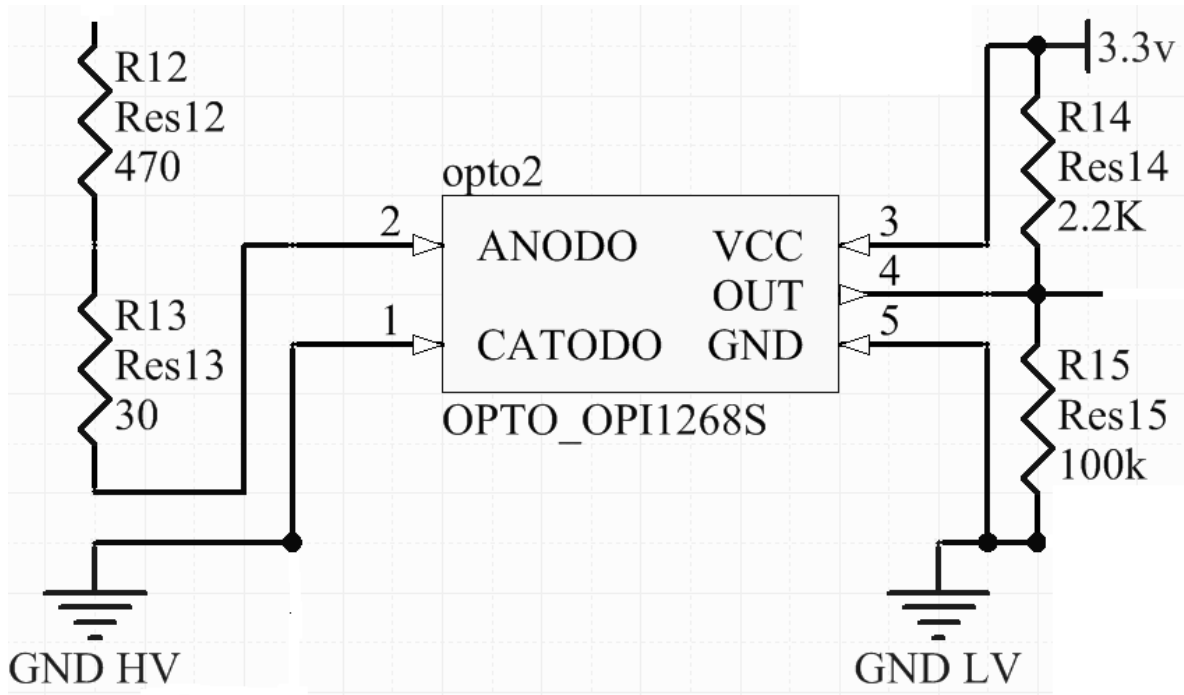


Figura 2.22: Diagrama eléctrico opto acoplador.

La respuesta del opto acoplador se encuentra en la figura 2.23, en donde se prueba a 1MHz.

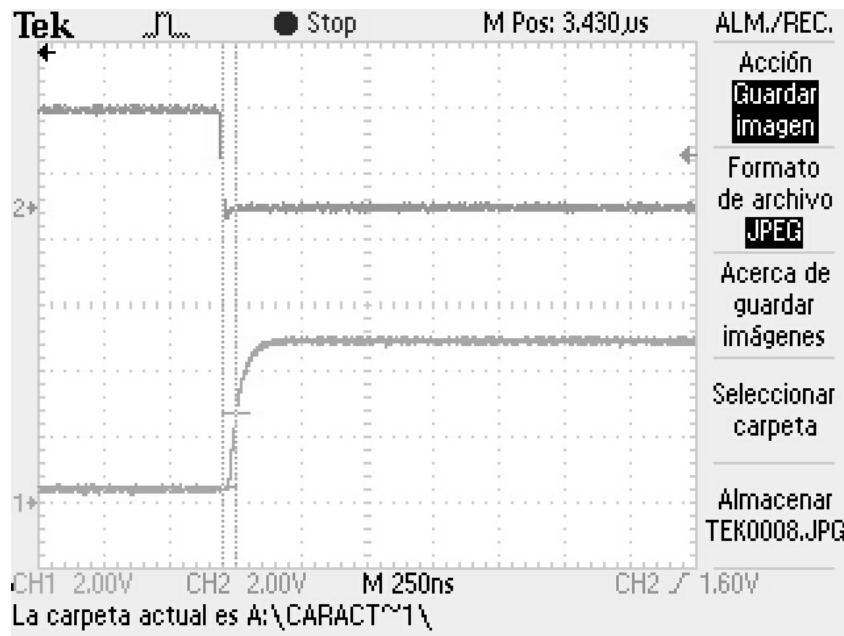


Figura 2.23: Opto acoplador con una entrada de 1MHz

En la figura 2.23 se muestra el diseño del sistema completo, el cual se diseñó en ALTIUM.

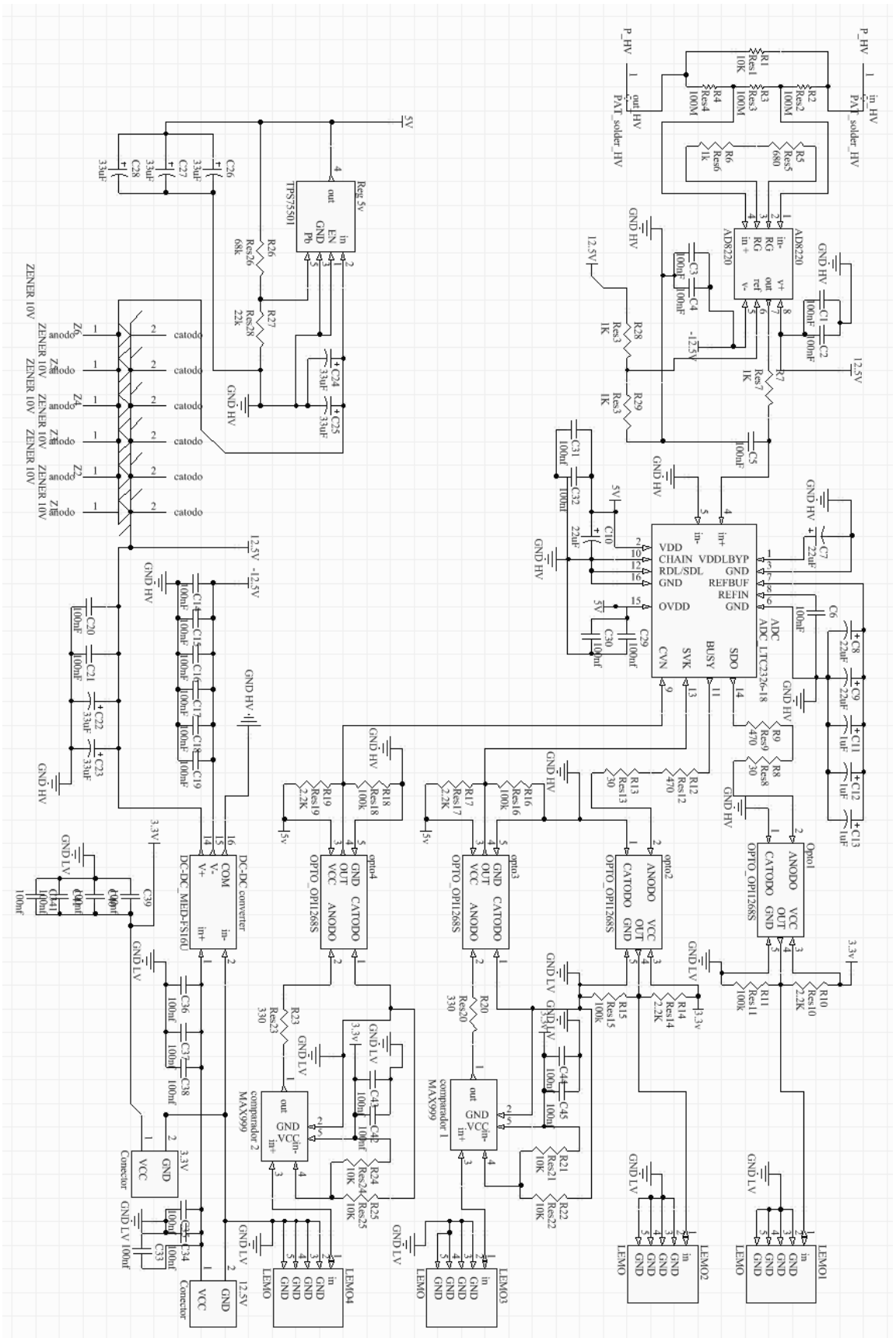


Figura 2.24: Diseño del medidor de corriente.

2.4 DISEÑO DEL CIRCUITO IMPRESO.

Para el diseño del PCB debemos de tomar en cuenta un factor muy importante y que para cualquier tarjeta de circuito impreso es fatal, el ruido que no es mas que una señal no deseada y que podría interferir con el correcto funcionamiento de nuestro sistema.

Específicamente en el diseño de la PCB se debe tener especial cuidado con la interferencia electromagnética (EMI) interna y externa, ya que en función de la operación normal del GEM, en la última placa se encuentra conectado un amplificador integrador, esto implica que el ruido que se introduzca por la operación del medidor de corriente se amplificara tanto que puede llegar a destruir la señal que se quiere ver en el detector, de igual forma por la operación y sensibilidad del medidor de corriente, las señales no deseadas del exterior afectaran directamente a lo que se espera medir.

2.5 PROPAGACION DE ONDAS ELECTROMAGNETICAS

La radiación electromagnética y su propagación esta descrita por las ecuaciones de Maxwell con el campo eléctrico perpendicular al magnético. Estas ecuaciones determinan los efectos de transmisión, reflexión, atenuación y dispersión de la onda propagada, las ecuaciones de Maxwell se muestran la figura 2.25. [10]

Forma diferencial	Forma Integral	
$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_v$	$\oint D \cdot ds = \int_v \rho_v dv$	Ley de Gauss
$\nabla \cdot \vec{B} = 0$	$\oint B \cdot ds = 0$	Ley de Gauss (H)
$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$	$\int_L E \cdot dl = -\frac{\partial}{\partial t} \int_s B \cdot ds$	Ley de Faraday
$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$	$\int_L H \cdot dl = \int_s \left(J + \frac{\partial D}{\partial t} \right) \cdot ds$	Ley de Ampere

Figura 2.25: Ecuaciones de Maxwell.

Donde se tiene que:

\vec{E} = Vector de intensidad eléctrica o campo eléctrico [V/m].

\vec{B} = Flujo magnético o inducción magnética $[T = Wb/m^2]$.

\vec{H} = Vector de intensidad magnética o campo magnético [A/m].

\vec{J} = Intensidad de corriente o conducción $[A/m^2]$.

\vec{D} = Flujo eléctrico o corriente de desplazamiento $[C/m^2]$

q= Carga eléctrica.

La descripción de esto implica que la ley de Faraday indica que un campo magnético puede producir una corriente en una trayectoria cerrada si el flujo magnético está variando en el tiempo. En relación con la ley de Lenz, el voltaje inducido por el flujo magnético tiene una polaridad tal, que la corriente establecida en una trayectoria cerrada da lugar a un flujo que se opone al cambio de flujo magnético. La ley de Ampere establece que el campo magnético es generado tanto por la corriente de conducción como por las corrientes de desplazamiento. La primera ecuación de la ley de Gauss establece que el flujo eléctrico que pasa a través de cualquier superficie cerrada es igual a la carga total encerrada en la superficie. La ley de Gauss para el campo magnético establece que las líneas de flujo magnético son cerradas y no terminan en una carga magnética. [11]

La propagación de las ondas electromagnéticas depende de dos factores:

1. De la naturaleza del medio (permitividad o constante dieléctrica, la permeabilidad magnética y la conductividad).
2. De la frecuencia de onda electromagnética.

El sistema de ecuaciones que relacionan y describen de la propagación electromagnética con la naturaleza del medio son:

$$\begin{aligned}\vec{D} &= \epsilon \vec{E} \\ \vec{B} &= \mu \vec{H} \\ \vec{J} &= \sigma \vec{E} \\ \epsilon &= \epsilon_0 \epsilon_r \\ \mu &= \mu_0 \mu_r\end{aligned}$$

Donde se tiene que

ϵ =Permitividad dieléctrica [F/m].

μ =Permeabilidad magnética [H/m].

ϵ_0, μ_0 =Corresponden a los valores del vacío.

ϵ_r, μ_r = Corresponden a los valores relativos al medio.

σ =Conductividad eléctrica [S/m=1/ Ω m].

La permitividad dieléctrica es una medida del grado de resistencia del medio a un flujo de carga y se determina por la relación entre el desplazamiento eléctrico y la intensidad del campo que lo produce.

La permeabilidad magnética es la habilidad de un medio para dar paso a las líneas del campo magnético y se determina por la relación entre la inducción magnética y el campo magnético externo.

2.6 LEY DE SNELL

La ley de Snell (también llamada ley de Snell-Descartes) es utilizada para calcular el ángulo de refracción de la luz al atravesar la superficie de separación entre dos medios de propagación de la luz (o cualquier onda electromagnética) con índice de refracción distinto. Aunque la ley de Snell fue formulada para explicar los fenómenos de refracción de la luz se puede aplicar a todo tipo de ondas atravesando una superficie de separación entre dos medios en los que la velocidad de propagación de la onda varíe. [11]

Consideremos dos medios caracterizados por índices de refracción n_1 y n_2 (tómese en cuenta que ambos medios tienen diferente densidad) separados por una superficie S . Los rayos de luz que atraviesan los dos medios se refractan o sea, cambian su dirección de propagación dependiendo del cociente entre los índices de refracción n_1 y n_2 .

Para un rayo de luz con un ángulo de incidencia θ_1 en el primer medio, ángulo entre la normal a la superficie y la dirección de propagación del rayo, tendremos que el rayo se propaga en el segundo medio con un ángulo de refracción θ_2 cuyo valor se obtiene por medio de la ley de Snell.

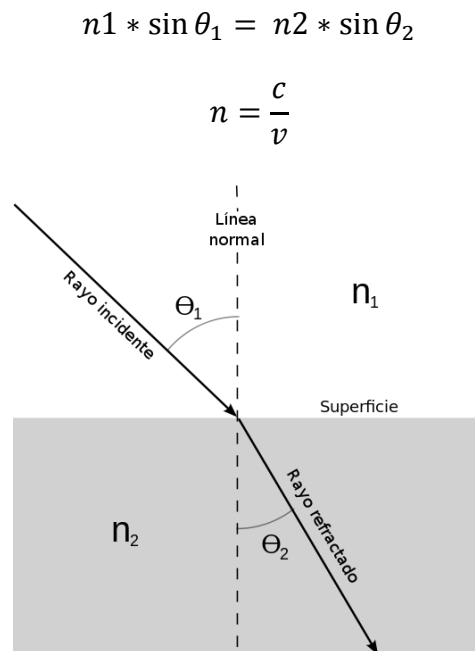


Figura 2.26: Refracción de una onda incidente ley de Snell.

donde

n = Índice de refracción.

c = Velocidad de la luz en el vacío.

v = Velocidad de la luz en el material.

Ley de la refracción: cuando una onda incide sobre la superficie de separación entre dos medios, parte de la energía se refleja y parte entra en el segundo medio. El rayo transmitido está contenido en el plano de incidencia pero cambia de dirección (rayo refractado) formando un ángulo con la normal a la superficie.

El índice de refracción de un material varía con la longitud de onda. Al pasar por un medio a otro, tanto la velocidad como la longitud de onda se reducen por el mismo factor, pero la frecuencia no cambia.

Ley de la reflexión: una onda que incide sobre la superficie de separación entre dos medios se refleja (parcialmente), es decir, se generan nuevas ondas que se alejan de dicha superficie. El rayo incidente y la normal a la superficie determinan el plano de incidencia. Ambas líneas forman el denominado ángulo de incidencia. El rayo reflejado está también contenido en ese plano y forma con la normal el mismo ángulo que el rayo incidente [10]

$$\text{Angulo de incidencia} = \text{ángulo de reflexión}$$

2.7 ONDAS ELECTROMAGNETICAS EN CONDUCTORES.

Para la electrostática, el campo eléctrico dentro de un material conductor es cero, ya que un campo externo induce una separación de carga que produce un campo de igual magnitud al extremo, pero en dirección opuesta. Y para el caso dinámico se tiene un campo eléctrico no conservativo, que es el que proporciona la energía para que fluya flujo de corriente, de acuerdo a la ley de Ohm. Pero además de mover a los portadores, el campo eléctrico induce una polarización en los átomos fijos del medio, por lo que se puede definir una permitividad para el medio. Una onda electromagnética tiene que satisfacer las ecuaciones de Maxwell. [10]

Un conductor tiene la capacidad de ser tanto disipativo y dispersivo, ya que las ondas pierden amplitud con la distancia, dispersando la energía al medio en forma de calor, además que una onda electromagnética está fuertemente ligada con la frecuencia por lo que se puede concluir que el índice de refracción también lo será.

Definiendo la profundidad de penetración (δ) como la atenuación de una onda en un conductor, mide la distancia dentro de la cual decae el campo a $1/e$ de su valor respecto a un punto dado, se tiene que:

$$\delta = \frac{c}{k\omega}$$

Para un medio no conductor $k=0$, por lo que la distancia de penetración será infinita, en problemas eléctricos donde la profundidad de penetración resulta de importancia, en términos de distancia se tiene que

$$\delta = \frac{c}{\omega} \sqrt{\frac{2}{k}} = \sqrt{\frac{2}{\mu_0 \omega g}}$$

Donde

g = es la conductividad del material.

$$\omega = 2\pi f$$

f = Frecuencia de entrada.

μ_0 = Permeabilidad magnética en el vacío.

Por lo que para el cobre tenemos que:

$$\begin{aligned} \mu_0 &= 4\pi * 10^{-7} \\ g &= 5.82 * 10^7 \end{aligned}$$

se sabe que la longitud de onda (λ) es

$$\lambda = \frac{C}{f} = \frac{3 * 10^8 \text{ mts/seg}}{\text{Hz.}}$$

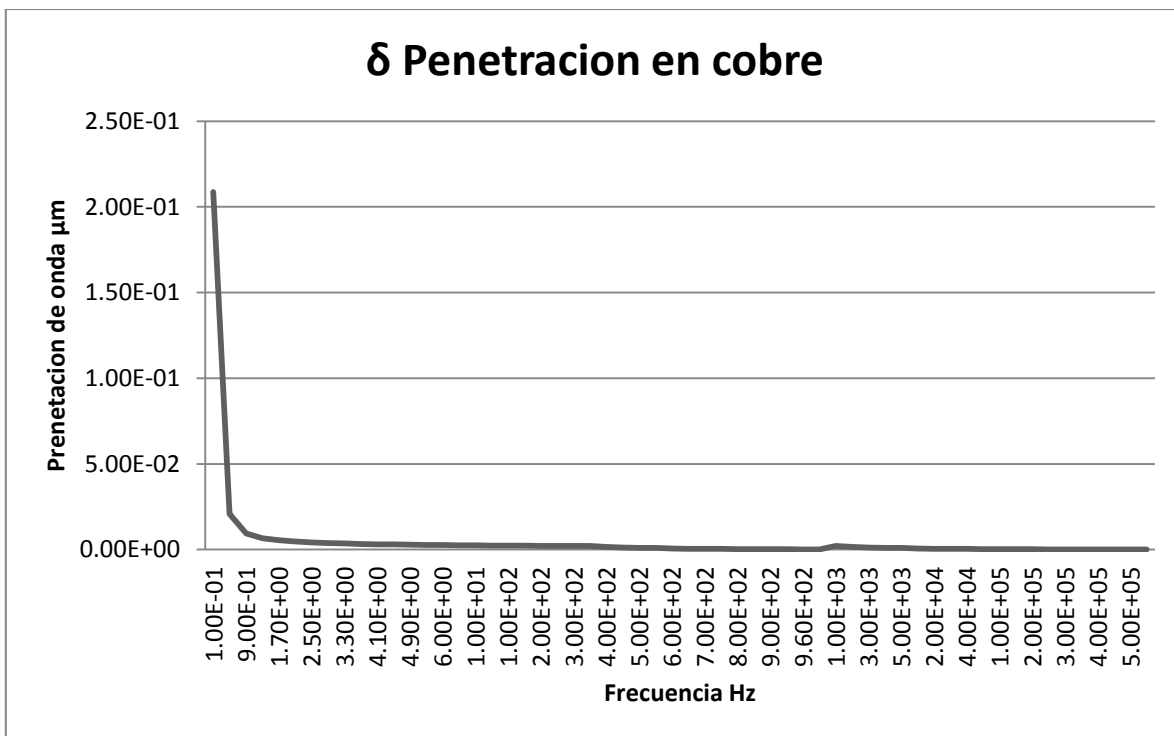


Figura 2.27: Penetración EMI en el cobre.

Se observa que en la figura 2.27 se obtiene la gráfica de penetración de una EMI, el resultado demuestra que para frecuencias bajas se obtiene mayor penetración, y en razón del aumento de la frecuencia la penetración de la EMI es menor.

2.8 PERDIDAS POR ABSORCION.

Cuando la onda electromagnética pasa através de un material, su amplitud disminuye exponencialmente. Tal decaimiento ocurre cuando debido a que las corrientes inducidas en el material producen perdidas óhmicas y calentamiento dentro del material, este decaimiento es [10]

$$E_1 = E_0 e^{-t/\delta}$$

y

$$H_1 = H_0 e^{-t/\delta}$$

donde

E_1, H_1 = Intensidades de onda a una distancia t dentro del medio.

E_0, H_0 = Intensidades de onda dentro de la superficie.

δ = Profundidad de penetración.

por lo que la perdida por absorción se puede expresar como

$$A = 20 \left(\frac{t}{\delta} \right) \log_{10} e = (0.434) \left(\frac{t}{\delta} \right) = 8.69 \left(\frac{t}{\delta} \right) \text{ en "dB"}$$

Las pérdidas por absorción total de cualquier material en términos de permeabilidad y conductividad relativas respecto al cobre:

$$A = 8.69 \left(\frac{t}{\sqrt{\frac{2}{\mu_0 \omega g}}} \right)$$

Por lo que tenemos graficando las perdidas con los valores característicos del cobre

$$\begin{aligned} \mu_0 &= 4\pi * 10^7 \\ g &= 5.82 * 10^7 \end{aligned}$$

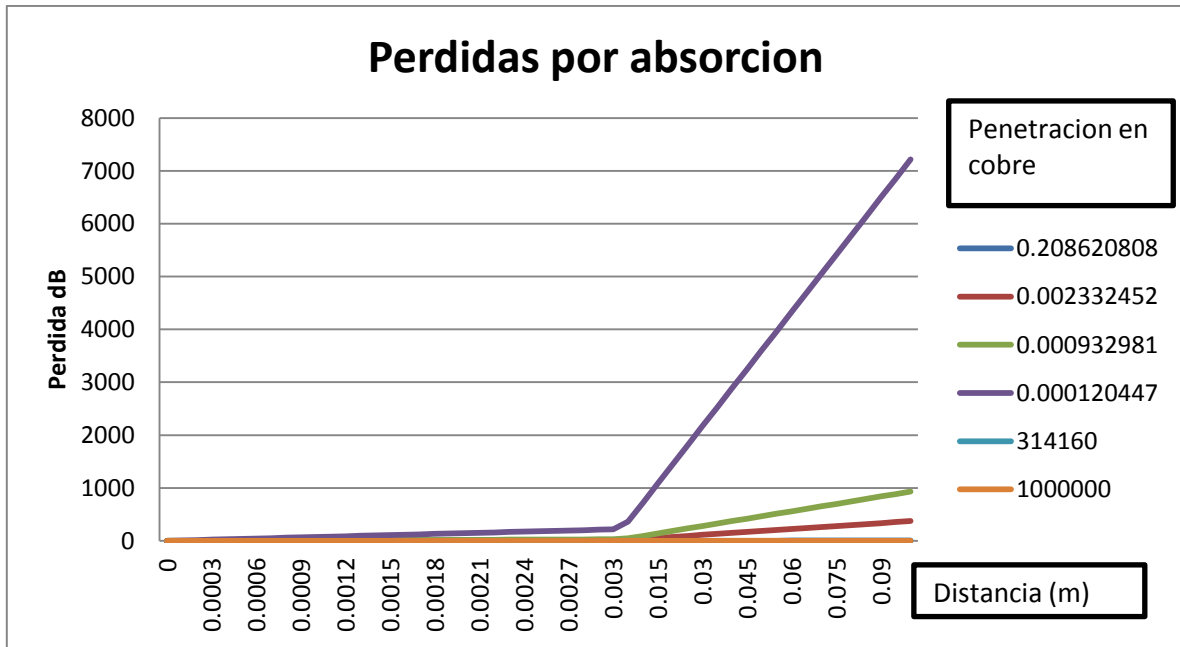


Figura 2.28: Grafica de pérdida por absorción en el cobre.

Como se observa en la figura 2.28, entre mayor es la distancia, mayor es la pérdida por absorción con cada una de las penetraciones en cobre.

2.9 PERDIDAS POR REFLEXION.

La intensidad de la onda transmitida con un medio con impedancia Z_1 a un medio con impedancia Z_2 es [10]

$$E_1 = \frac{2 * Z_2}{Z_1 + Z_2} * E_0$$

Y

$$H_1 = \frac{2 * Z_2}{Z_1 + Z_2} * H_0$$

E_1, H_1 =Intensidad de la onda incidente.

E_0, H_0 =Intensidad de la onda transmitida.

Cuando una onda atraviesa un blindaje se encuentra con dos fronteras con impedancias Z_1 y Z_2 .

La onda transmitida E_1, H_1 a través de la frontera es:

$$E_{trans} = \frac{2 * Z_1}{Z_1 + Z_2} * E_1$$

$$H_{trans} = \frac{2 * Z_1}{Z_1 + Z_2} * H_1$$

Si el blindaje es grueso comparado con la profundidad de penetración, la intensidad total de la onda transmitida es

$$E_{trans} = \frac{2 * Z_1}{Z_1 + Z_2} * \frac{2 * Z_2}{Z_1 + Z_2} * E_0 = \frac{4 * Z_1 * Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} * E_0$$

y

$$H_{trans} = \frac{2 * Z_1}{Z_1 + Z_2} * \frac{2 * Z_2}{Z_1 + Z_2} * H_0 = \frac{4 * Z_1 * Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} * H_0$$

Es de notarse que la reflexión fundamental ocurre en la primera superficie en el caso de los campos eléctricos, aunque el material sea muy delgado, tendrá pérdida por reflexión. Sin embargo, en el caso de los campos magnéticos la principal reflexión ocurre en la segunda superficie y por tanto existen reflexiones múltiples dentro del blindaje que reducirán la efectividad del mismo.

2.10 INTERFERENCIAS ELECTROMAGNETICAS EN CIRCUITOS ELECTRONICOS.

Las interferencias electromagnéticas (EMI) se pueden definir como señales electromagnéticas que perturban (no intencionalmente), el funcionamiento normal de un sistema eléctrico o electrónico.

Los tipos de interferencia, métodos de medida y los límites tolerados, están especificados por normas internacionales y se establecen en función de la banda de frecuencia de interferencias.

- Perturbaciones en baja frecuencia: ($f < 10$ KHz), emitidas por la red y fuentes de alimentación.
- Perturbaciones en banda de 10-150 KHz: Por impulsos de intensidad y fenómenos transitorios de tensión interruptores, etc.
- Perturbaciones en banda de 150 KHz a 30 MHz: Por impulsos de intensidad y fenómenos transitorios de tensión interruptores, la propagación es por radiación y acoplamiento.
- Perturbaciones en banda de 30 MHz a 300 MHz: Propagación por radiación.
- Perturbaciones en banda de 500 MHz a 18 GHz: Se propaga por radiación y suelen aparecer en los equipos de comunicaciones o los circuitos lógicos de conmutación.

Por una EMI se puede entender como la presencia de voltaje o corriente no deseada que puede aparecer en un equipo como resultado de la operación de otro aparato o fenómeno natural.

El acoplamiento entre sistemas consiste de la interacción y perturbación de un equipo en función de otro. Los métodos de acoplamiento son:

- Conducción (corriente eléctrica).
- Acoplo inductivo (campo magnético).
- Acoplo capacitivo (Campo eléctrico).
- Radiación (Campo electromagnético).

La interferencia puede ser radiada o conducida, cuando el ruido se origina en una fuente o viaja a través del aire se llama radiación EMI, cuando el ruido conducido viaja a través de un conductor, como una línea de energía. El ruido puede haber sido radiado, depositado en las líneas y entonces conducido.

El ruido en las líneas es el más común y las fuentes que las causan son múltiples como los son:

- Interrupción de carga.
- Transmisión de estaciones de comunicación.
- Puesta a tierra de los equipos pobre o nula.
- Descargas atmosféricas (rayos).
- Operaciones de equipo pesado.
- Motores eléctricos funcionando cerca del equipo electrónico sensible.

Las EMI se deben al acoplamiento de campos eléctricos (acoplamiento capacitivo), campos magnéticos (acoplamiento inductivo) y campos electromagnéticos (acoplamiento por radiación electromagnética). Un método de protección para disminuir su efecto es utilizando blindajes o pantallas metálicas. Esto en relación al comportamiento de una onda electromagnética en una superficie metálica, ya que aparecen dos efectos, la onda es parcialmente reflejada por la superficie y la parte transmitida es atenuada al pasar por el blindaje.

Algunos métodos para reducir las interferencias en un circuito digital en una tarjeta impresa, consiste en usar un plano o una rejilla a tierra, cada conector de entrada y salida debe tener múltiples a tierra, además de intercalar líneas de tierra entre las líneas de señal.

2.11 BLINDAJE PARA EVITAR LA EMI

Es la técnica que ocupa la propiedad de un material conductor para atenuar la entrada o salida de ondas electromagnéticas de un área a otra. Cualquier dispositivo que maneje voltajes o corrientes eléctricas emite cierta cantidad de ondas electromagnéticas al exterior de mismo, con determinadas características de longitud de onda, frecuencia, amplitud, etc. También se producen ondas electromagnéticas naturales que pueden alterar notablemente el funcionamiento de ciertos dispositivos.

Para realizar el blindaje se ocupa un material conductor entre dos regiones específicas, en donde el material controlara la propagación de ondas provenientes de los campos eléctricos y magnéticos de una región a otra. De acuerdo a esto se puede colocar un blindaje a una fuente de ruido para contener los campos electromagnéticos, o bien colocarse para evitar la perturbación de un dispositivo sensible por campos externos. El blindaje se muestra en la figura 2.29.

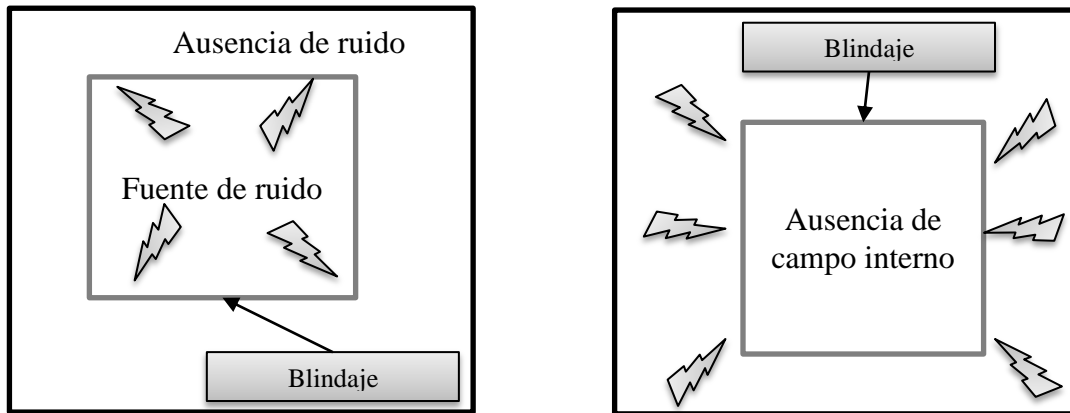


Figura 2.29: Aplicación del blindaje para reducir la EMI.

2.12 Interferencia electromagnética por las fuentes de alimentación

En primer lugar tenemos la interferencia electromagnética; en las fuentes de voltaje tenemos el ruido producido por la fuente de voltaje corriente directa o fuente de alimentación, este ruido surge porque todas las fuentes de voltaje se rectifican, al rectificar la fuente debería de dar un voltaje continuo idealmente sin embargo nos da un voltaje de rizo a causa de que en realidad se presenta una carga y descarga como se muestra en la figura 2.30.

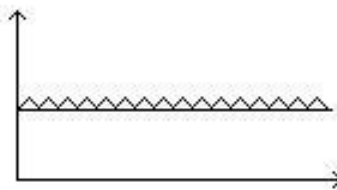


Figura 2.30: Voltaje de rizo de una fuente de alimentación.

Esto nos transforma nuestra fuente ideal de corriente directa en dos fuentes, una con voltaje de corriente directa y otra con el voltaje de corriente alterna como se muestra en la figura 2.31 producido por ese voltaje de rizo, entonces cuando alimentamos cualquier circuito, cualquier integrado en realidad lo estamos alimentando con corriente directa.

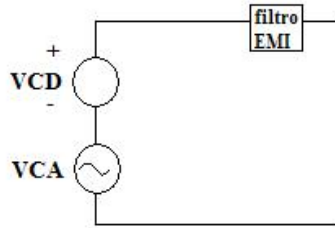


Figura 2.31: Fuente de voltaje con filtro EMI

Este fenómeno se combate con los filtros de interferencia electromagnética (EMI) figura 2.32, hay muchos tipos de EMI filtros, un arreglo de capacitores. El rizo se va a tierra y es absorbido por el filtro. Es decir, los filtros EMI reducen el ruido proveniente de las conexiones a la fuente de alimentación de línea.

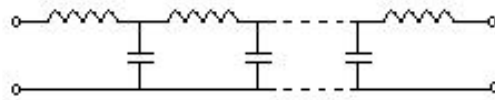


Figura 2.32: Arreglo de filtro EMI.

2.13 Interferencia entre pistas

En la tarjeta de circuito impreso nosotros estamos generando guías de onda, para este diseño la tarjeta contendrá en toda su área pistas que nos conducen a los dispositivos y nos unirán cada una de las etapas de la tarjeta para su correcto funcionamiento, a continuación de estas pistas que pertenecen a la primera capa, se encuentra la segunda capa que corresponde al plano de tierra, cuando la tarjeta esta en funcionamiento, el campo electromagnético en un 90 o 95% se va al plano de tierra pero un 5 o 10% interfiere con la siguiente pista, ver figura 2.33 y es el momento en que se produce la interferencia entre pistas, esto es absolutamente normal en la tarjeta, este fenómeno se le llama ruido por interferencia entre pistas con el plano de tierra. Cabe mencionar que este fenómeno se presente cuando trabajamos con frecuencias a partir de los 50MHz.

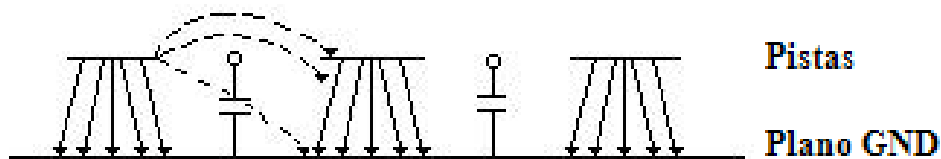


Figura 2.33. Interferencia entre pistas.

Debemos tomar en cuenta que entre mas pistas y entradas digitales tengamos, más se va a contribuir a la interferencia electromagnética y por lo tanto va haber más inducción de ruido, es por esto que cada vez que se coloca un dispositivo debemos de colocar capacitores de 100nF de VCC a tierra y deben ser distribuidos en toda el área

de la tarjeta para reducir la interferencia electromagnética entre pistas (suficiente para sistemas digitales CMOS, LVTTTL y TTL).

$$Z_c = \frac{1}{\omega c} \text{ Entonces tenemos que con } Z_c = 1\Omega : \quad c = \frac{1}{\omega * 1\Omega} = \frac{10^{-6}f}{2\pi} \approx 100nf$$

Entonces, para reducir la interferencia entre pistas aterrizamos los componentes electrónicos utilizados y algunos otros puntos con capacitores de 100nF para poner cortos en corriente alterna.

2.14 Interferencia electromagnética cuando tenemos un sistema digital y uno analógico en la misma tarjeta.

En la tarjeta con dos áreas, analógica y un área digital como se ve en la figura 2.28. Un sistema digital analógico tiene interferencia entre la etapa analógica y la digital de entre 100 y 150mV, para poder eliminar la interferencia, como ya vimos en primer lugar se ponen los EMI filtros para evitar el ruido producido por las fuentes de alimentación, ponemos capacitores en cada dispositivo y los repartimos en toda la tarjeta para disminuir la interferencia entre pistas analógicas, pero tenemos un problema al hacer las guías de onda del plano de tierra, toda la tarjeta es una combinación de guías de onda abiertas, por lo que el ruido se induce de igual forma que en el sistema digital una vez que se induce el ruido dentro de la tarjeta, el sistema ya no funciona, para esto existen varias técnicas que nos permiten reducir este ruido; la técnica que se utiliza es blindar las áreas analógicas con vías. [10]

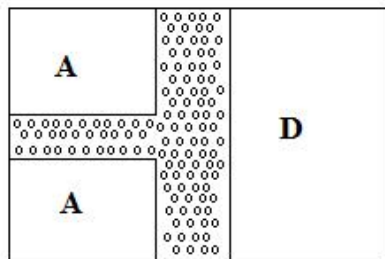


Figura 2.34 Tarjeta dividida por áreas.

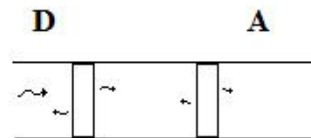


Figura 2.35: Disminución de interferencia por vías

Al insertar vías logramos que el ruido se reduzca esto es porque la vía es un poste metálico, cuando la interferencia electromagnética pasa por el poste que además está aterrizado, la señal electromagnética se divide en dos, la primera parte se refleja y sale de la tarjeta, y la otra parte traspasa el poste, y es exponencialmente atenuada, luego llega al aire si encuentra otra vía pasa ella, vuelve a reflejarse una parte y la otra pasa y se vuelve a atenuar y así hasta que llega a la parte analógica ver figura 2.38, en donde la interferencia entre el área digital y el área analógica se reduce sustancialmente. Una vez que ya no tenemos gran interferencia entre la parte digital y la parte analógica, se unen en puntos donde sea más difícil que pase el ruido las tierras como se ve en la figura 2.36, es importante que se unan las tierras porque de lo contrario quedarían flotando.

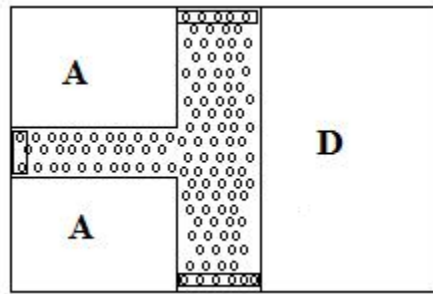


Figura 2.36: Unión de los planos de tierra.

2.15 APLICACIÓN Y ANALISIS DE LAS ESTRATEGIAS PARA REDUCIR LA EMI.

El diseño de la tarjeta, implementa y considera cada uno de los métodos para reducir el ruido electromagnético, visto como una interacción dinámica en se saber que muchas de las EMI se verán reflejadas y otras penetraran, por lo que se colocan postes conectados al plano de tierra, se coloca el plano de tierra, como guía de onda, separando cada uno de los planos para generar el desacoplamiento de impedancia, como se muestra en la figura 2.37.

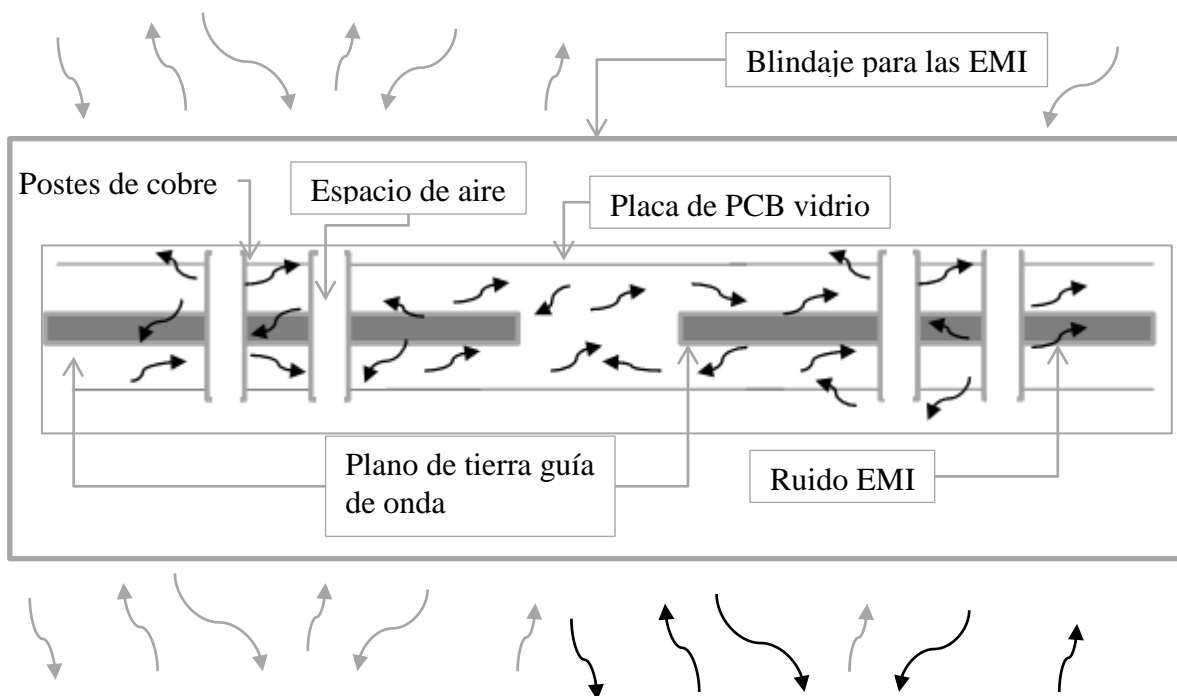


Figura 2.37: Aplicación de las estrategias para reducir EMI.

Por lo que tenemos que la aplicación de estas estrategias se verán reflejadas como se muestra la figura 2.38, ilustrando las impedancias de cada uno de los materiales del

diseño de la tarjeta, esto se diseña para dividir la tarjeta en diversos planos y reducir lo más posible la EMI, la estrategia está directamente empleada para disminuir el la interferencia electromagnética interna de la tarjeta.

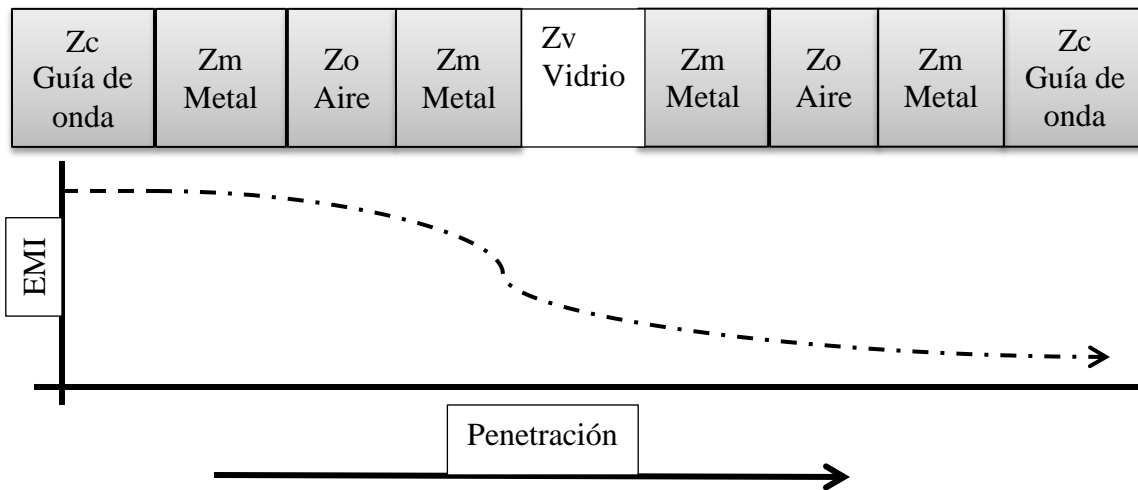


Figura 2.38: Reducción de la EMI en relación a las estrategias diseñadas.

Para obtener las impedancias de cada uno de los materiales se tiene que existe una relación entre el campo eléctrico y la densidad de corriente que circula en el material [11].

$$Z = \frac{E}{J} = \frac{1}{\sigma}$$

donde

Z= Impedancia

E= Campo eléctrico

J=Densidad de corriente

σ = Conductividad del material

2.16 Fabricación del medidor de corriente.

Se desarrolla el primer prototipo de la tarjeta implementando las estrategias para poder disminuir la EMI en las señales, ya que por características propias de las mediciones son de muy baja escala. En la figura 2.39 se muestra la tarjeta de prueba.

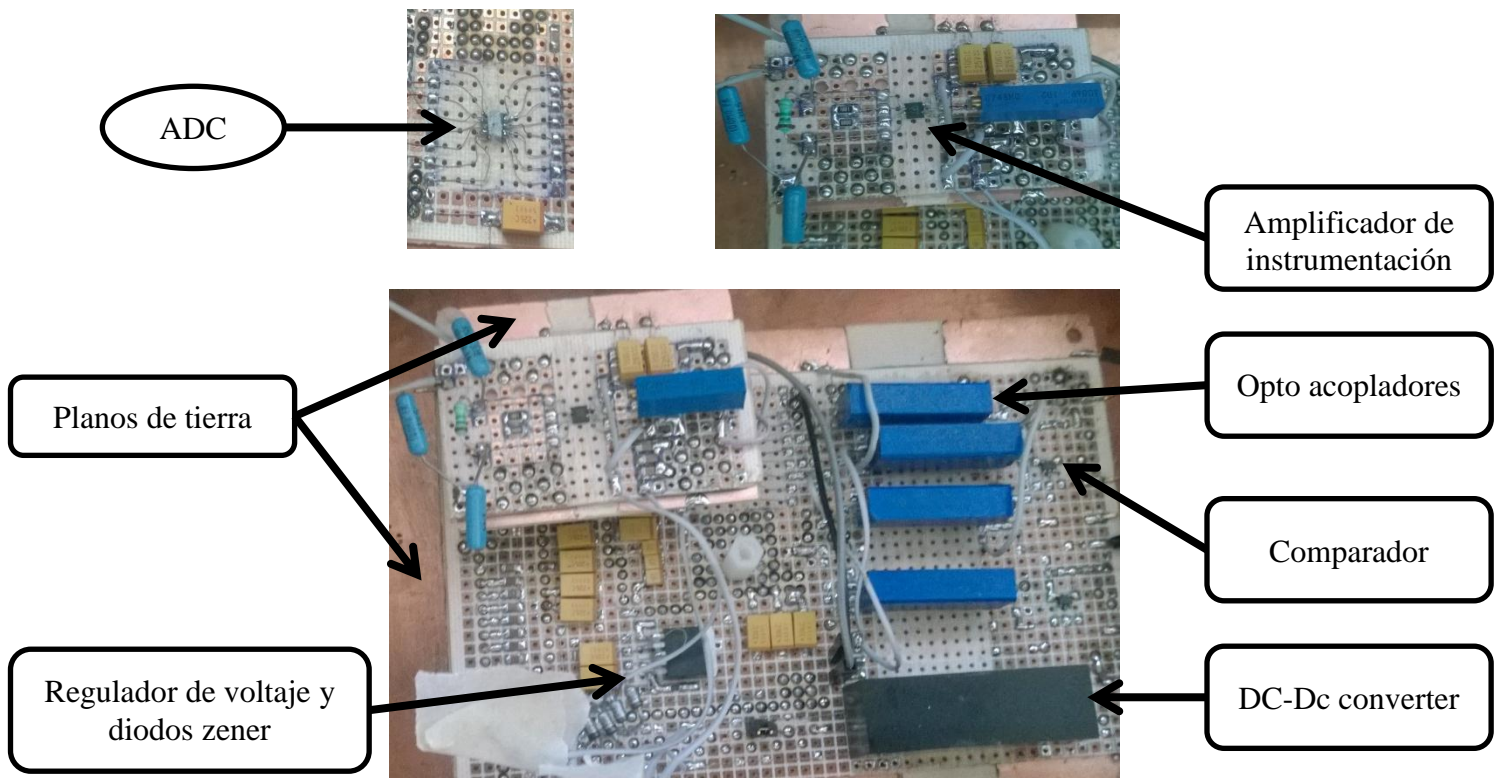


Figura 2.39: Tarjeta de prueba medidor de corriente.

Implementadas las estrategias de diseño para disminuir el ruido interno de la tarjeta, se fabrica una jaula de Faraday, con la finalidad de disminuir la EMI exterior, como se muestra en la figura 2.40.

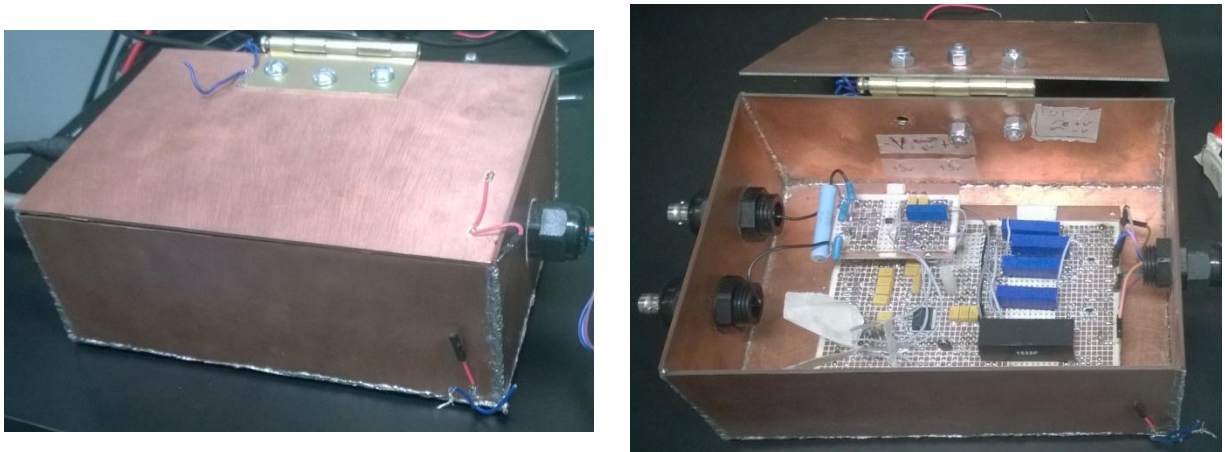


Figura 2.40: Jaula de Faraday y medidor de corriente

El cálculo para la salida de la tarjeta de prueba, con la finalidad de determinar los niveles de ruido y su comportamiento, para los cual tenemos que:

Las características del diseño de la tarjeta corresponden a:

Se tienen 17 bits en el convertidor ya que 1 bit es de signo por tanto se obtiene

$$2^{\# \text{ de bits}} - 1 = 2^{17} - 1 = 131071$$

Con el rango de voltaje de 10.24 Vdc del ADC podemos encontrar el valor mínimo de medible por cada bit

$$\Delta V_{ADC} = \frac{10.24 \text{ v}}{131071} = 78.13 \mu V$$

Tenemos entonces que en relación con la ganancia del amplificador el voltaje de entrada tiene que ser

$$\Delta V_{Opam} = \frac{\Delta V_{ADC}}{G} = \frac{78.13 \mu V}{30.4047} = 2.57 \mu V$$

En relación al circuito de entrada con las resistencias de alto voltaje tenemos que

$$\Delta V_{in_HV} = \Delta V_{Opam} * 3 = 2.57 \mu V * 3 = 7.7085 \mu V$$

Por lo que en relación con la corriente medible tenemos que

$$\Delta I = \frac{\Delta V_{in_HV}}{R} = \frac{7.7085 \mu V}{10 \text{ K}\Omega} = 770 \text{ pA}$$

Con esto podemos obtener la corriente máxima medible con la resistencia R

$$I_{max} = \frac{V_{in_HV}}{R} = \frac{1V}{10 \text{ k}\Omega} = 100 \mu A$$

por lo que tenemos mediciones de 100μA con una resistencia de 10kΩ, en base a esta característica podemos definir diferentes rangos de medición para el medidor de corriente como se muestra en la figura 2.41.

R	I _{max}	ΔI
10 KΩ	100 μA	770 ρA
100 KΩ	10 μA	77.085 ρA
1 MΩ	1 μA	7.7085 ρA
10 MΩ	100 nA	0.77085 ρA

Figura 2.42: Tabla de rangos de medición.

Por lo que para realizar las pruebas de funcionamiento y sensibilidad del sistema de monitoreo, además de su comportamiento en base a la respuesta que se obtiene se instrumentó en el circuito en el amplificador de la figura 2.42:

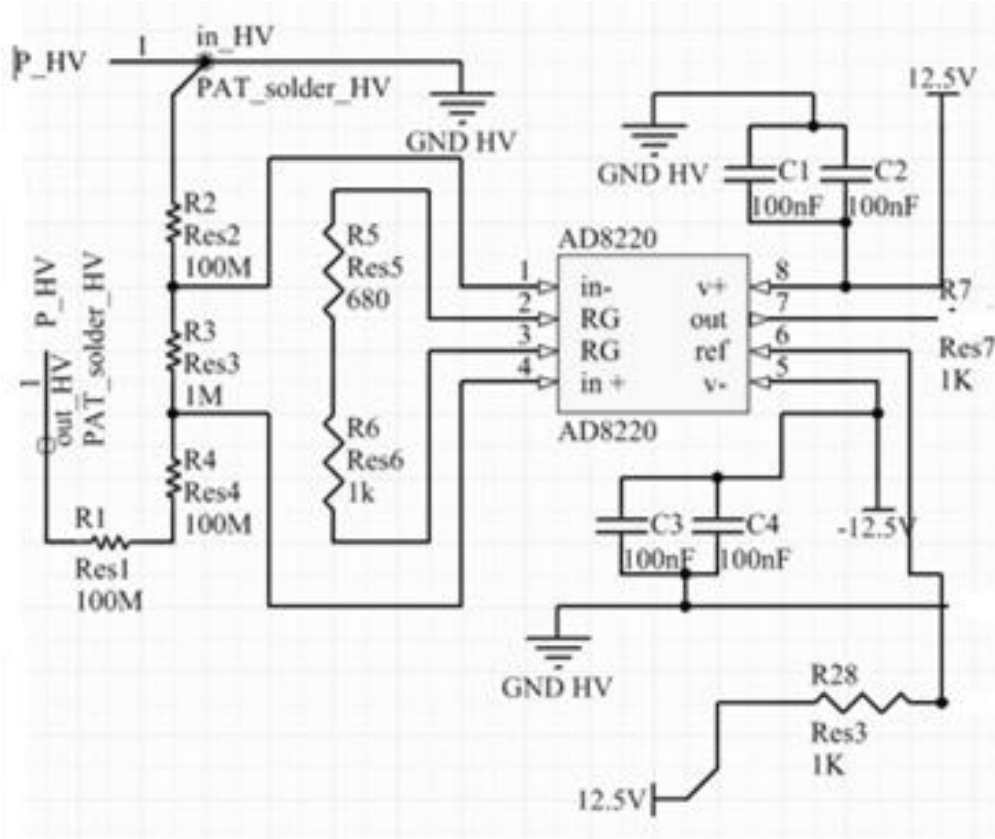


Figura 2.43: Circuito de prueba y caracterización de la tarjeta.

Con lo que obtenemos los siguientes cálculos para la interpretación de los resultados, se tienen 17 bits en el convertidor ya que 1 bit es de signo por tanto se obtiene:

$$2^{\# \text{ de bits}} - 1 = 2^{17} - 1 = 131071$$

Por lo que

$$\Delta V_{ADC} = \frac{10.24 \text{ v}}{131071} = 78.13 \mu V$$

El voltaje máximo en el ADC es 10.24 por lo que el voltaje de entrada en el amplificador es

$$V_{OPAM} = \frac{V_{ADC}}{G} = \frac{10.24 \text{ v}}{30.4047} = 335 \text{ mV}$$

Además tenemos que el circuito equivalente de las resistencias es

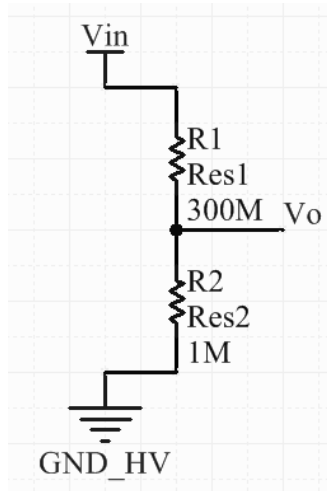


Figura 2.44: Arreglo de resistencias equivalente.

donde

$$V_o = V_{in} \left(\frac{1M\Omega}{300M\Omega + 1M\Omega} \right)$$

de tal forma que

$$V_{ADC} = V_o * G$$

$$G=30.4047$$

Sustituyendo tenemos que

$$V_{ADC} = V_{in} \left(\frac{1M\Omega}{300M\Omega + 1M\Omega} \right) * G$$

con $1M\Omega=R_x$

$$V_{ADC} = V_{in} \left(\frac{R_x}{300M\Omega + R_x} \right) * G$$

por tanto tenemos que en relación a la ley de Ohm

$$V = R * I$$

$$I_x = \frac{V_{in}}{300M\Omega + R_x}$$

por tanto tenemos que

$$\Delta I_x = \frac{\Delta V_{in}}{300M\Omega + R_x}$$

Sustituyendo en V_{ADC} tenemos que

$$V_{ADC} = I_x * R_x * G$$

$$I_x = \frac{V_{ADC}}{R_x * G}$$

por tanto tenemos que

$$\Delta I_x = \frac{\Delta V_{ADC}}{R_x * G}$$

como se conoce ΔV_{ADC} sustituyendo tenemos que

$$\Delta I_x = \frac{78.12\mu V}{1M\Omega * 30.4047} = 2.56\rho A$$

Además para conocer la corriente máxima medible con este circuito tenemos que

$$I_x = \frac{V_{ADC}}{R_x * G} = \frac{10.24V}{1M\Omega * 30.4047} = 336.79nA$$

por lo que para obtener el voltaje máximo de entrada en el circuito para la saturación del ADC es

$$V_{in} = R_T * I_x = 301M\Omega * 336.79nA = 101.37V$$

Sustituyendo para poder encender un solo bit tenemos que en el voltaje de entrada es

$$\Delta V_{in} = R_T * \Delta I_x = 301M\Omega * 2.56\rho A = 770.56\mu V$$

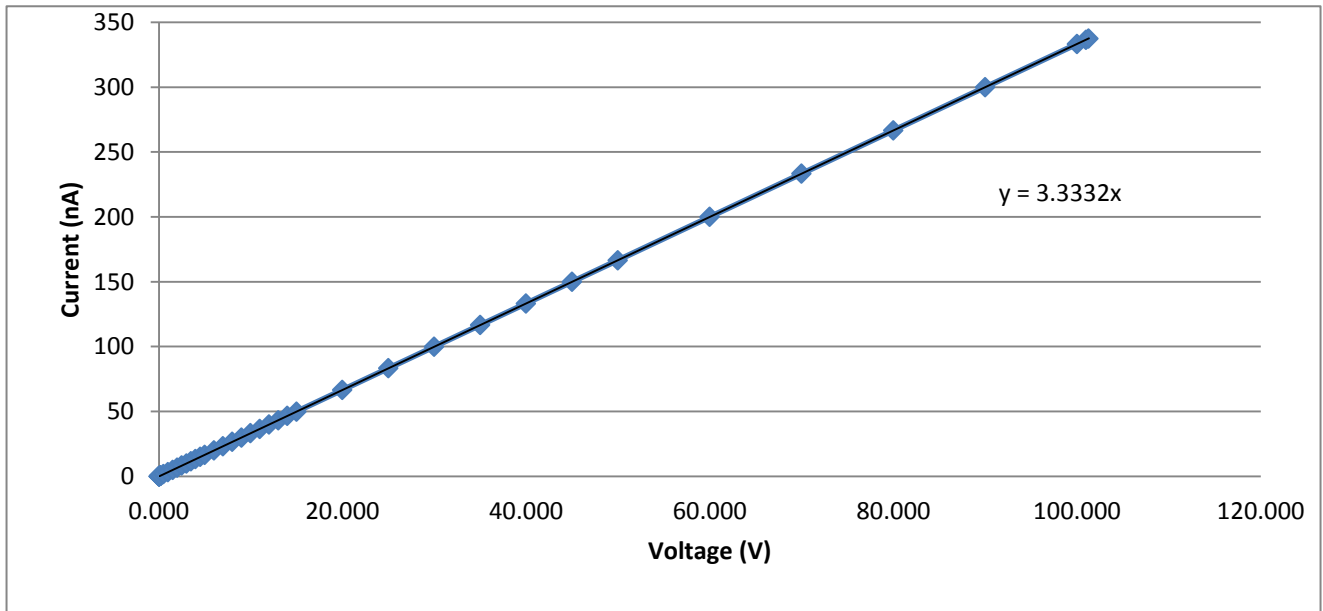


Figura 2.45: Grafica de datos teórica del circuito de caracterización.

En relación a los datos obtenidos se puede observar que se encuentra un comportamiento lineal del sistema en relación al voltaje teórico aplicado y la corriente calculada.

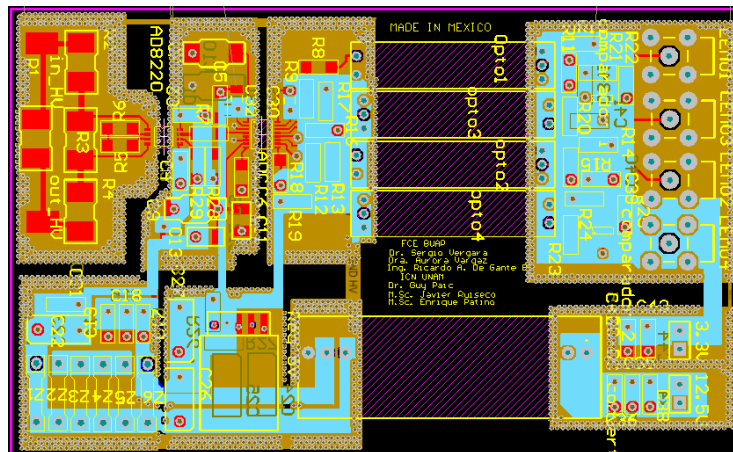


Figura 2.46: Diseño de la PCB 18 bits

Para el diseño de la PCB se implementaron diversas estrategias para poder disminuir los niveles de ruido, como la colocación de planos de tierra y guías de onda, se colocaron y conectaron con la intención de poder disminuir la transición de ruido por los planos, en la figura 2.47 se muestra la colocación de los planos de tierra de alto voltaje (HV) y bajo voltaje (LV). Cabe señalar se está mostrando la placa completa, como es una tarjeta de 4 capas se muestra en el Apéndice D

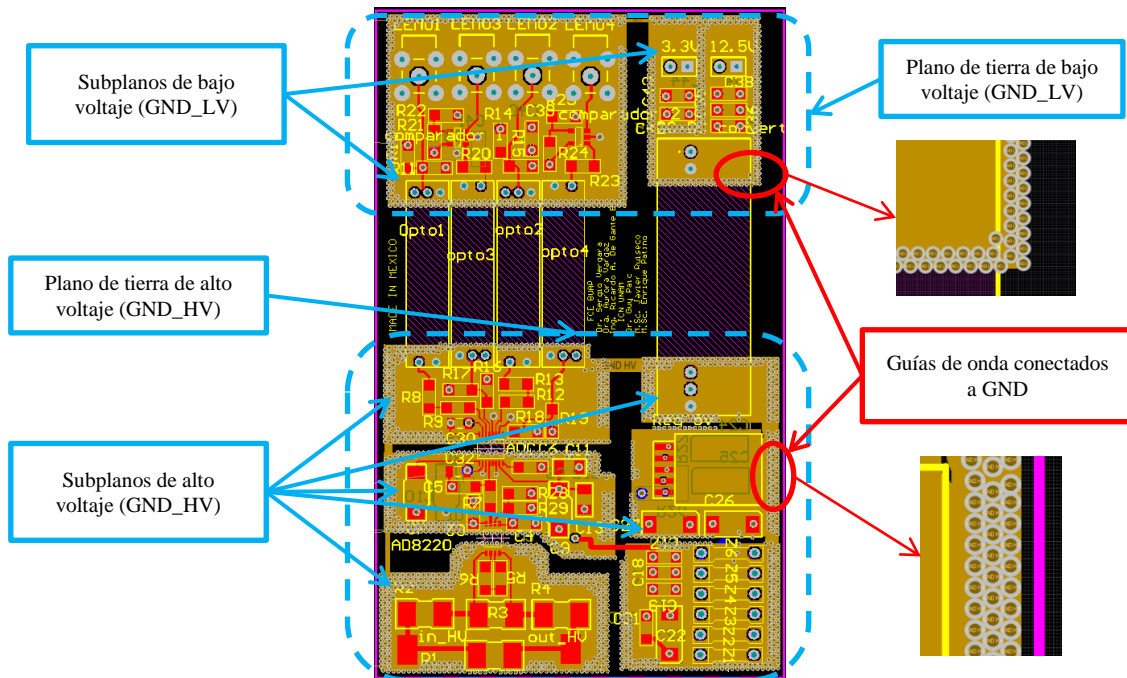


Figura 2.47: Conexión de los planos de tierra.

La conexión entre los planos de tierra de alto voltaje (GND_HV), se realiza con una pequeña vía de conexión, con la finalidad de disminuir el conducto de propagación de ruido, además cada uno de los subplanos de GND_HV se rodeó por guías de onda con la finalidad de disminuir la propagación del ruido interno de la tarjeta.

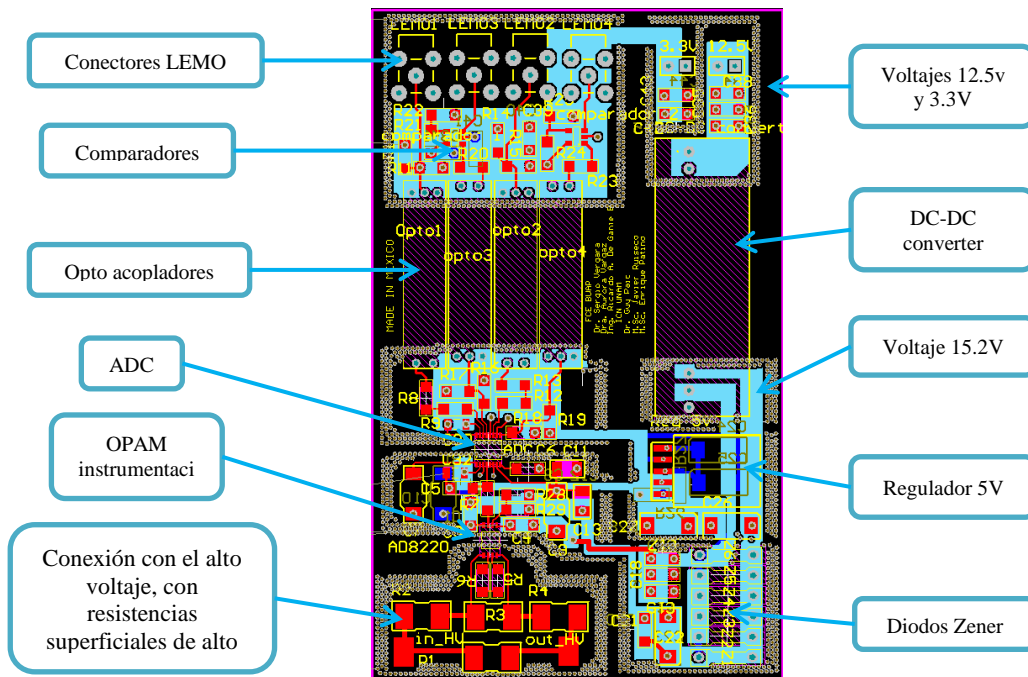


Figura 2.48: Diseño PCB monitor de corriente.

Con la ubicación de cada uno de los componentes y como se tiene de referencia la tarjeta de prueba de fabrico la tarjeta, se muestra en la figura 2.49.

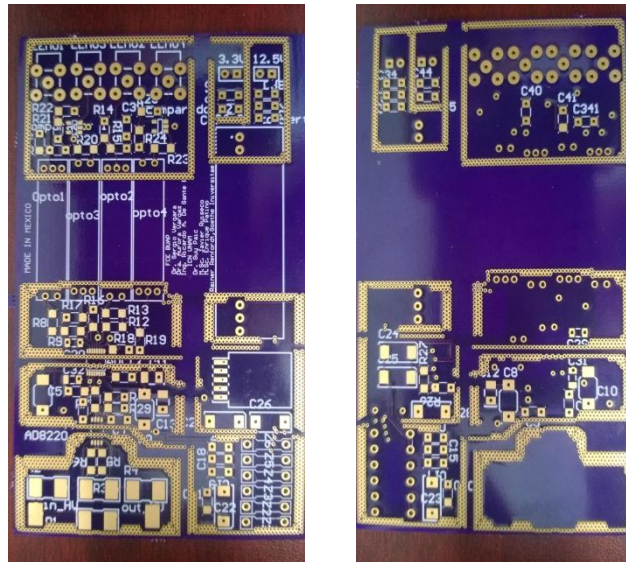


Figura 2.49: Fabricación de la PCB

2.17 CONCLUSIONES:

Al implementar las estrategias para disminuir la EMI en la tarjeta, se pudo observar que aunque la tarjeta de prototipo tiene una manufactura claramente de prueba, presento un bajo nivel de ruido, que permite hacer pruebas con el GEM, Mas a un la tarjeta fabricada presento un mejor comportamiento, propio de una manufactura más en forma. Esto nos permitió comprobar las estrategias propuestas para disminuir los efectos de la EMI.

El resultado final de la tarjeta presenta resultados aceptables en cuanto a los niveles de ruidos obtenidos los cuales oscilan entre 180 pA pico-pico, lo cual nos ha permitido medir el consumo de corriente del detector en diferentes situaciones como se mostraran en los resultados.

CAPITULO III: ENLACE DE FIBRA OPTICA

Un enlace óptico digital tiene tres componentes principales cada uno con una función específica. El transmisor contiene una fuente de luz, un diodo emisor de luz (LED), un diodo emisor de borde láser (LD), o una de cavidad vertical de emisión superficial con láser (VCSEL) que convierte una corriente eléctrica en una señal óptica. El receptor contiene un fotodiodo o un fotodiodo PIN que convierte la luz en una señal eléctrica, un amplificador que hace que la señal más fácil de detectar y un discriminador que es capaz de reconocer si el bit recibido es un bajo o un alto. El cable de fibra óptica transporta la señal óptica entre ellos.

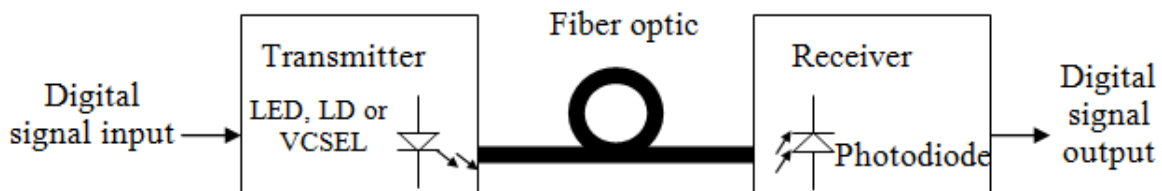


Figura 3.1: Sistema básico enlace óptico.

Para diseñar el enlace óptico es necesario conocer la relación entre la potencia óptica y la corriente de consumo del emisor, además de conocer la relación entre la corriente generada por el foto detector y la potencia óptica recibida.

La implementación del enlace constará de la instrumentación de un VCSEL en la parte emisora y un fotodiodo en la parte receptora. La transmisión contiene un driver que usa el voltaje de entrada digital para modular la corriente que fluye por el VCSEL, para convertir la corriente eléctrica en potencia óptica. Se requiere de un conector y una fibra óptica que permita transmitir la información emitida, debido este acoplamiento y medio se produce una atenuación de la potencia óptica.

El fotodetector transformara la potencia óptica recibida en una señal eléctrica y el driver acondiciona esta corriente en el voltaje requerido para la interpretación de la información. En la figura 1.2 se muestra el diagrama del sistema óptico propuesto.

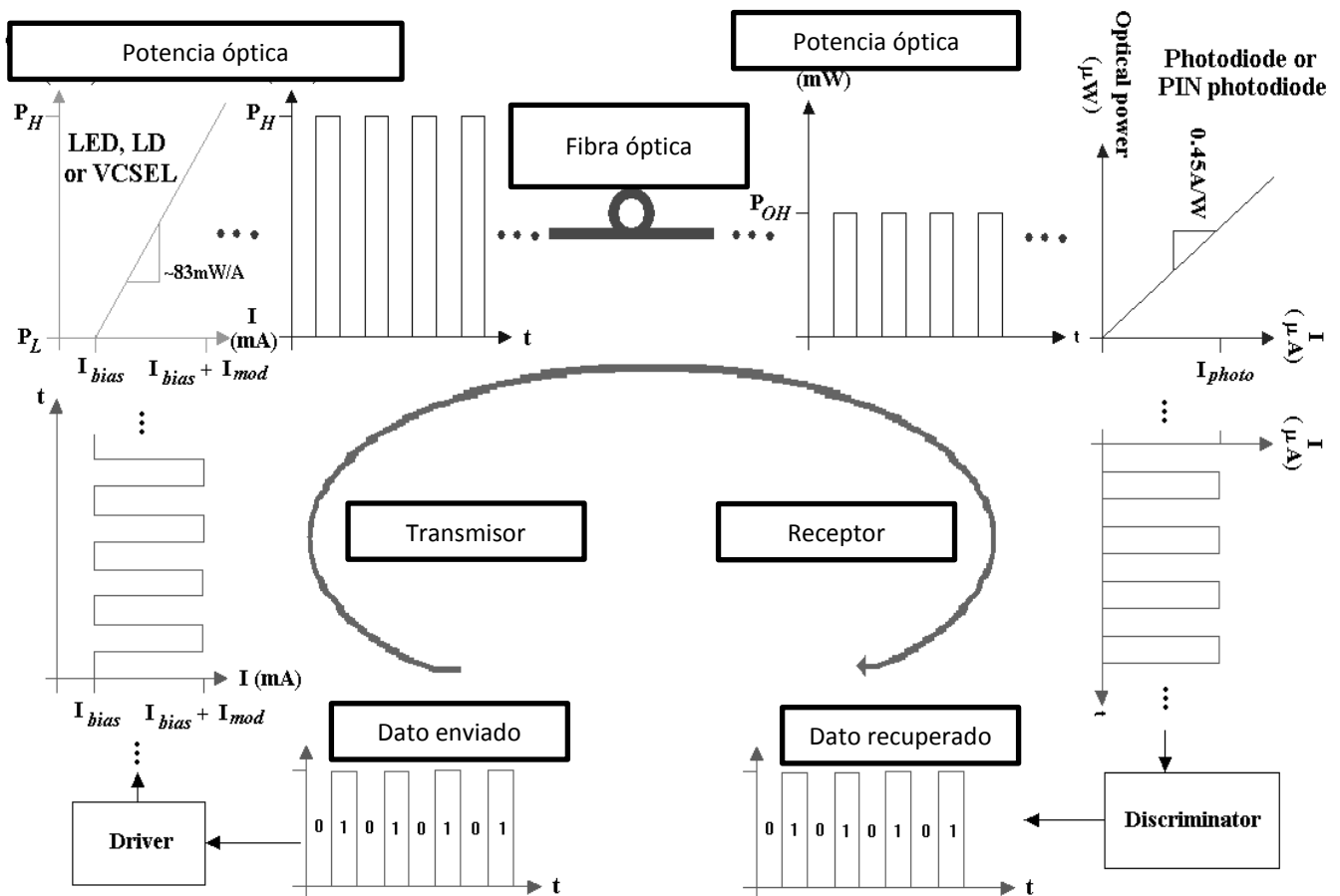


Figura 3.2: Viaje de la señal a través de un enlace óptico básico.

3.1 TRANSMISOR

En cada extremo de un enlace de fibra óptica, es un dispositivo para la conversión de energía de una forma a otra. En principio, esto es un transductor electro-óptico, que convierte una señal eléctrica en una señal óptica.

El diodo PN de semiconductores es la estructura básica utilizada en dispositivos electro-ópticos. Cuando se aplica un voltaje positivo a través de la capa "P" y "N" (polarización directa), electrones y huecos son inyectados a partir de los N y P materiales dopados en la región activa del dispositivo.

En muchos semiconductores, como el arseniuro de galio, los electrones y los huecos se recombinan directamente, emitiendo fotones con energías más o menos igual a la banda de conducción del material. En estos semiconductores directos, el flujo de electrones y huecos se convierte en fotones. El patrón de luz emitida se determina por el diseño óptico del chip semiconductor.

3.2 PRINCIPIOS DEL LASER

Tres fenómenos fundamentales, que se producen cuando una onda electromagnética interactúa con la materia, el proceso de absorción, emisión espontánea y emisión estimulada [5].

El fenómeno de la absorción se produce cuando una onda electromagnética con la energía interactúa con un átomo o molécula inicialmente al nivel de energía E_1 y excita al siguiente nivel de energía más alto.

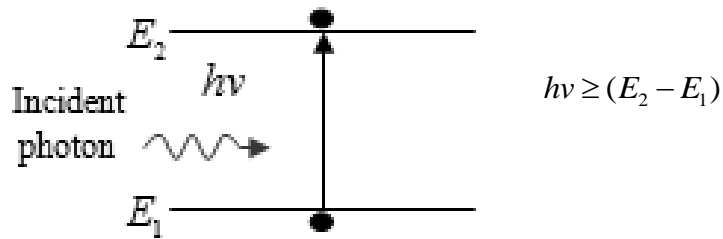


Figura 3.3: Absorción: Pasa de un nivel de energía bajo a alto

El fenómeno de emisión espontánea se produce cuando un átomo o molécula inicialmente de un nivel de energía E_2 es excitado de alguna manera a otro nivel de energía E_1 y, después de un tiempo t , el átomo o molécula decae al nivel de energía E_1 , emitiendo un fotón con energía $h\nu_{21} = (E_2 - E_1)$. El tiempo de decaimiento está distribuido como $\exp[-(t / \tau)]$, donde t es el tiempo de vida de emisión espontánea [4], $\tau \propto 1/\nu_{21}^3$

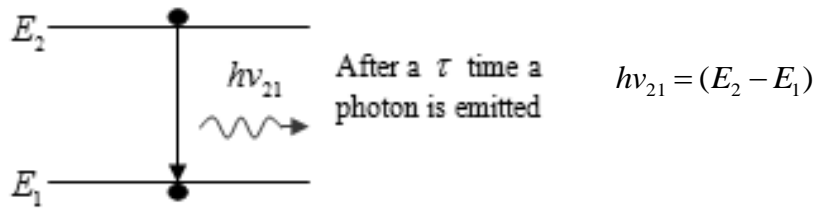


Figura 3.4: Espontánea: Cuando regresa de un nivel de energía alto inicialmente a uno bajo, después de un tiempo t el fotón es emitido

La emisión de un fotón por un átomo o molécula también podría ser estimulada por medio de una onda electromagnética con una energía igual a la diferencia $(E_2 - E_1)$. Esto sucederá cuando un átomo o molécula es excitada a un nivel de energía más alto E_2 y antes de la emisión de un fotón por emisión espontánea este átomo o molécula interactúa con una onda electromagnética de energía $h\nu = (E_2 - E_1)$. [5] El átomo o molécula entonces decae al nivel de energía E_1 , emitiendo un fotón con energía $h\nu_{21} = (E_2 - E_1)$.

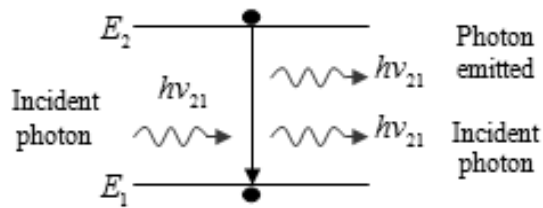


Figura 3.5: La emisión del fotón añade la fase y dirección, coherentemente.

Hay una distinción importante entre los procesos de emisión espontánea y estimulada. En el caso de emisión espontánea, el átomo o molécula emite una onda electromagnética que no tiene relación de fase definida con la onda electromagnética emitida por otro átomo o molécula. Por lo tanto, la onda puede ser emitida en cualquier dirección. En el caso de la emisión estimulada, ya que el proceso es forzado por un fotón incidente, la emisión de fotones de cualquier átomo añade la fase a la del fotón entrante. Por lo tanto, estos fotones tienen las siguientes propiedades

Los fotones estarán viajando en la misma dirección y serán coherentes en el espacio y el tiempo.

Para hablar de la idea de láser, vamos a considerar dos niveles de energía arbitrarias 1 y 2 de un material dado, el nivel de energía 2 es más alto que el nivel de energía 1, N_1 y N_2 sus respectivas poblaciones. Si $N_2 > N_1$ el material se comporta como un amplificador, mientras que $N_2 < N_1$ se comportara como un absorbedor . Ahora, se sabe que, en el caso de equilibrio térmico, las poblaciones de nivel de energía se describen por las estadísticas de Boltzmann. Entonces, si N_1 y N_2 son las poblaciones de equilibrio térmico de los dos niveles, tenemos [5]:

$$\frac{N_2}{N_1} = \exp\left[-\frac{(E_2 - E_1)}{kT}\right]$$

Donde k es constante T la temperatura absoluta de Boltzmann del material.

Vemos entonces que, para el caso de equilibrio térmico, tenemos $N_2 < N_1$, el material actúa como un amortiguador a la frecuencia "v", y esto es lo que ocurre en condiciones normales. Sin embargo, una condición de no equilibrio se consigue para el cual $N_2 > N_1$, entonces, el material actúa como un amplificador. En este caso vamos a decir que existe una inversión de población en el material, por lo que entendemos que la diferencia de población ($(N_2 - N_1) > 0$) es de signo opuesto a la que existe en condiciones normales ($(N_2 - N_1) < 0$). Un material que tiene una inversión de población se llamará un material activo.

Para hacer un oscilador para un amplificador, es necesario introducir una retroalimentación positiva adecuada. Esto se realiza colocando el material activo en

resonancia en frecuencia $\nu = (E_2 - E_1)/h$. En el caso de un láser, la realimentación se obtiene a menudo colocando el material activo entre dos espejos. Para tener la distancia resonancia (L) entre los espejos necesita ser sintonizado a ser un múltiplo de la longitud de onda (λ) de la luz láser. Idealmente uno de estos espejos debe producir 100% de reflexión, y el otro uno debe permitir que una fracción de los fotones para pasar a proporcionar un haz de salida [5].

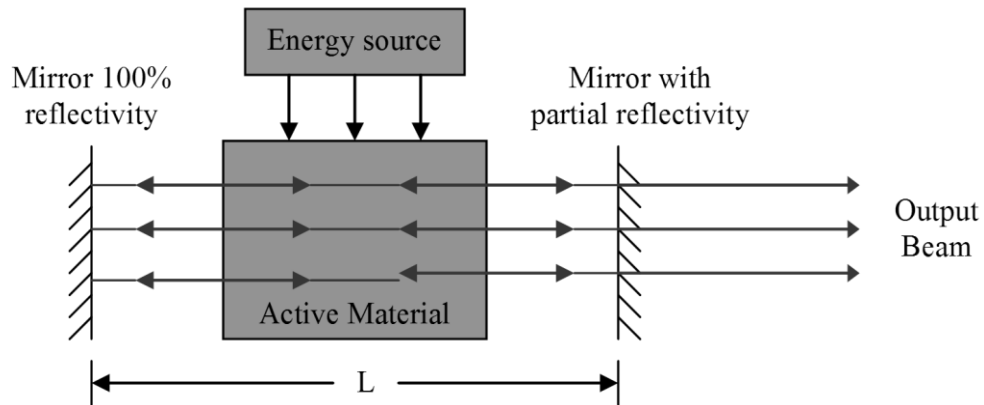


Figura 3.6: En el centro se encuentra un material activo entre dos espejos uno 100% reflejante y uno de 99% reflexión. La resonancia es generada por la distancia entre los espejos del laser

Podemos ver que una onda electromagnética plana está viajando en una dirección ortogonal a los espejos rebotará hacia atrás y adelante entre los dos espejos y amplificado en cada paso a través del material activo. El espejo con reflectividad parcial dejará pasar un haz de salida útil. Es importante darse cuenta de que una determinada condición de umbral debe ser cumplida, la oscilación se inicia cuando la ganancia del material activo compensa las pérdidas en el láser. Una vez que se alcanza la inversión crítico, la oscilación se acumulará de la emisión estimulada. Los fotones que se emiten de forma espontánea a lo largo del eje de la cavidad, de hecho, iniciar el proceso de amplificación. Esta es la base de un oscilador láser, o láser.

Si la frecuencia de transición $\nu = (E_2 - E_1)/h$ cae en la región de microondas, este tipo de amplificador se llama amplificador máser. La palabra máser es un acrónimo de "amplificación de microondas por emisión estimulada de radiación". Si la frecuencia de transición ν cae en la región óptica, el amplificador se llama amplificador de láser, La palabra láser es de nuevo un acrónimo de "amplificación de luz por emisión estimulada de radiación". La palabra láser es, sin embargo, comúnmente utilizado no sólo para las frecuencias de la luz visible pero para cualquier frecuencia que cae en el infrarrojo cercano, en el ultravioleta, e incluso región de rayos x. En estos casos se hará referencia a rayos láser ultravioleta o de rayos x infrarrojos, respectivamente.

3.3 VERTICAL CAVITY-EMITTING LASER (VCSEL)

Como un láser de emisión de borde, un VCSEL requiere una región de emisión de luz activa intercalada entre dos espejos. Pero, en este caso, los espejos son parte del diseño de la capa epitaxial, y la longitud de la zona activa es de cuatro órdenes de magnitud más corta ($0.01-0.02\mu m$).

La longitud activa más corta requiere el uso de muchos espejos más reflectantes. Afortunadamente, una pila de capas alternas de materiales semiconductores, puede alcanzar esas altas reflectividades. Estos espejos son conocidos como Distributed Bragg Reflectors (DBRs). El uso de 40 a 60 capas en cada DBR no es raro, produciendo en un espesor total de epitaxial $6-8\mu m$ ($\lambda = 850nm$). La corriente inyectada en la región activa puede fluir directamente a través de los espejos, conveniente de utilizar materiales semiconductores para formar los espejos. Por dopaje un DBR de tipo n y el otro de tipo p, es posible crear una unión pn con corriente que fluye verticalmente a través del dispositivo [4].

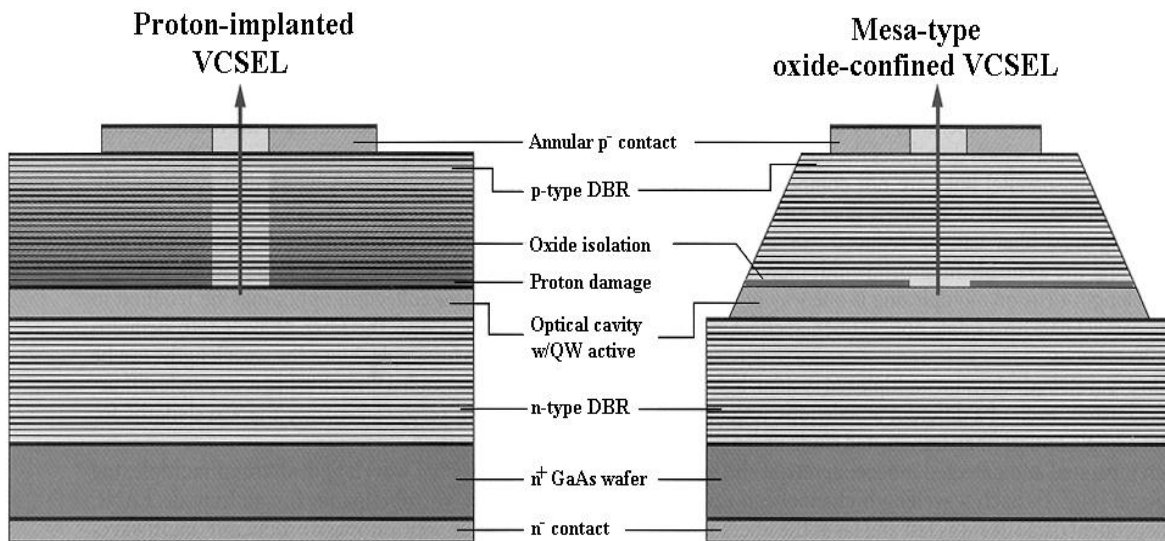


Figura 3.7: Construcción VCSEL.

Los beneficios de la geometría VCSEL en su tamaño y superficie compacta de emisión, así como la flexibilidad de diseño (o forma) de la abertura de salida. El pequeño tamaño (típicamente de $5-10\mu m$ diámetro) reduce la corriente requerida para operar un VCSEL; acción láser, por ejemplo, se puede lograr a corrientes tan bajas como $0,1mA$, que tiene efectos beneficiosos sobre las propiedades de modulación del láser, y las corrientes que operan son típicamente unos pocos miliamperios (entre 5 y $15mA$). La pequeñez de los dispositivos también reduce su capacitancia, dándoles inherencia de alta velocidad.

En cuanto a la capacidad de emisión de superficie, que permite a los diseñadores para colocar en cualquier sitio el chip, por lo arreglos lineales y son casi tan fáciles de hacer como un solo dispositivo. Esto también proporciona pruebas en oblea de dispositivos terminados. La flexibilidad en el diseño de la abertura de salida significa que puede

ser cuadrada, elíptica, o circular, y puede variar en tamaño desde $1\mu\text{m}$ a $100\mu\text{m}$, dependiendo de la aplicación.

Los VCSEL sólo tiene una anchura espectral de aproximadamente 1nm , con un VCSEL, el patrón de emisión puede por lo tanto ser adaptada para que coincida con la entrada en la fibra óptica, lo que no sería posible con un láser de emisión de borde o un LED. Estas virtudes hacen VCSEL una opción ideal para las comunicaciones de datos ópticos [4].

Es justo decir que VCSEL están entre las estructuras más difíciles para los cultivadores de cristal. La mayor parte de la magia de VCSEL es en la tecnología de crecimiento.

Vertical Cavity Microlasers

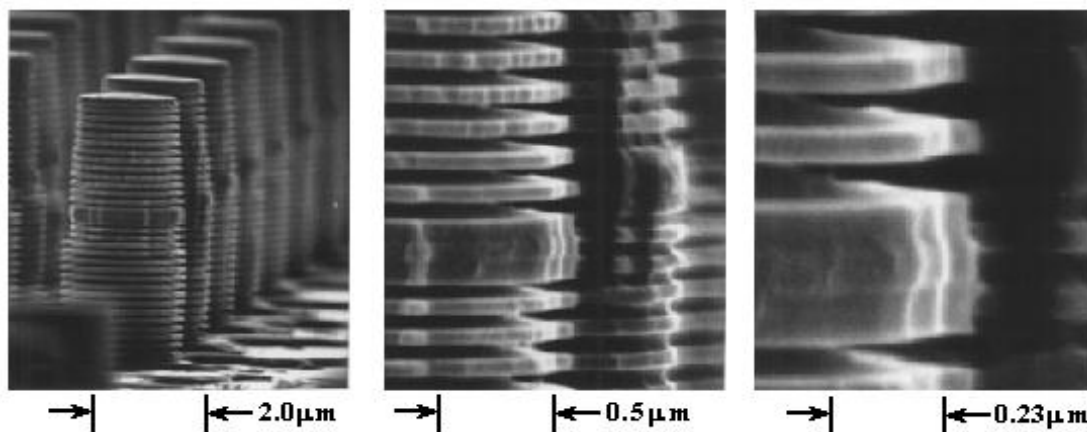


Figura 3.8: Micrografía electrónica de barrido de emisión de los láseres de cavidad vertical.

En cuanto a la capacidad de emisión de superficie, permite a los diseñadores colocar un VCSEL en cualquier chip, por los arreglos lineales y los arreglos dobles son casi tan fáciles de hacer como un dispositivo simple. Esto también proporciona pruebas en oblea de dispositivos terminados. La flexibilidad en el diseño de la abertura de salida significa que puede ser cuadrada, elíptica, o circular y puede variar en tamaño dependiendo de la aplicación.

3.4 RECEPTOR

En cada extremo de un enlace de fibra óptica hay dispositivo para la conversión de energía de una forma a otra. En el receptor es un fotodetector, que convierte la energía óptica en energía eléctrica.

Para que un dispositivo semiconductor pueda ser útil como un detector, alguna propiedad del dispositivo debe ser afectada por la radiación. La propiedad más comúnmente utilizado es la conversión de la luz en pares electrón-hueco, que se pueden detectar en un circuito eléctrico adecuadamente elegido.

Cuando la luz incide sobre un semiconductor, se puede dispersar un electrón en la banda de equilibrio a la banda de conducción, este proceso se llama la absorción de un fotón. Con el fin de tomar el electrón de la banda de valencia totalmente ocupada a la banda de conducción vacía, la energía de los fotones debe ser al menos igual a la de los semiconductores de banda prohibida.

La absorción de fotones es más fuerte cuando el fotón puede causar directamente un electrón en la banda de equilibrio para entrar en la banda de conducción. Desde el momento del fotón es extremadamente pequeño en la escala del impulso de electrones, la conservación del momento requiere que las transiciones electrón-hueco sean vertical en k-espacios. Tales transiciones sólo son posibles cerca del borde de banda para los semiconductores de banda prohibida directa. Para este tipo de semiconductores se puede escribir el coeficiente de absorción como [4].

$$\alpha(h, \nu) = \frac{\pi h e^2}{24 n_r c m_0^2} \frac{|p_{CV}|^2}{h \nu} \frac{\sqrt{2} (m_r^*)^{3/2} (h \nu - E_g)^{1/2}}{h^3}$$

donde:

c = es la velocidad de la luz,

m_0 = es la masa del electrón,

m_r^* = es la masa reducida e-h

n = es el índice de refracción,

$h\nu$ = es la energía del fotón,

E_g = la banda prohibida

p_{CV} = es un elemento de la matriz de movimiento que permite que la transición tenga lugar.

Para los semiconductores gap, cuando varios valores para las constantes están conectados a la ecuación. 3, el coeficiente de absorción resulta ser " $h\nu$ ", en "eV"

$$\alpha(h, \nu) \cong 4 \times 10^6 \left(\frac{m_r^*}{m_0} \right)^{3/2} \frac{(h \nu - E_g)^{1/2}}{h \nu} \text{ cm}^{-1}$$

donde $h\nu$ y E_g se dan en eV.

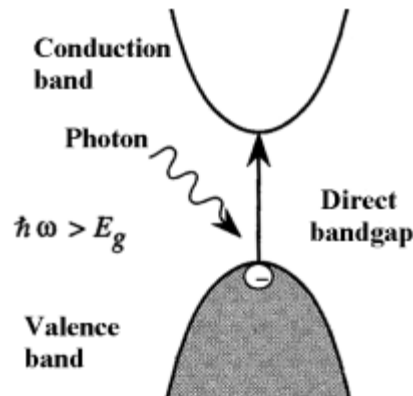


Figura 3.9: Banda a banda de absorción en directo. Un electrón en la banda de valencia "absorbe" un fotón y se mueve en la banda de conducción. Conservación del momento garantiza que sólo las transiciones verticales están permitidas

Cuando un semiconductor no tiene una banda prohibida directa, k transiciones verticales no son posibles y los electrones pueden absorber un fotón sólo si el fotón (o vibración de celosía) participa en el proceso. Tal proceso no son tan fuertes como los que no impliquen un fotón.

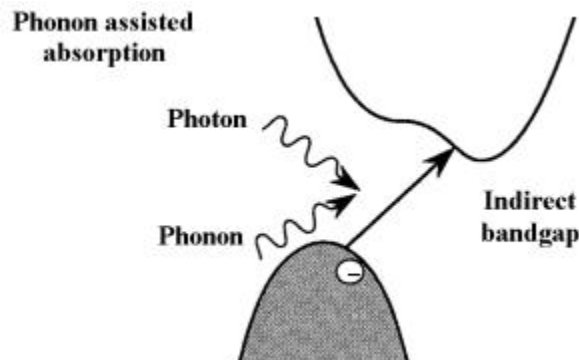


Figura 3.10: Banda a banda de absorción en semiconductores indirectos. En los semiconductores indirectos un fotón debe participar para tomar un electrón de la parte superior de la banda de valencia a la parte inferior de la banda de conducción.

Conducen a un coeficiente de absorción cuando tienen esta forma:

$$\alpha_{indirect} = [K_0 + K_1(T)](\hbar\nu - E_g)^2$$

donde:

K_0 =es una constante

$K_1(T)$ =es un factor dependiente de la temperatura.

A medida que aumenta la temperatura, $K_1(T)$ aumenta y el coeficiente de absorción aumenta. Esto es porque la temperatura permite que más vibraciones estén presentes en el material [4].

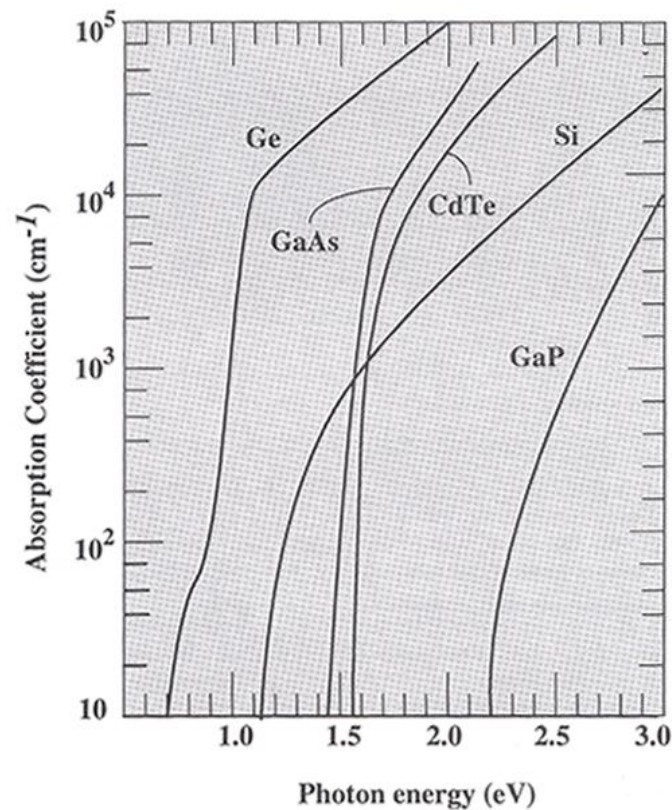


Figura 3.11: Muestra los coeficientes de absorción para varios semiconductores. Los materiales como GaAs, Inp, InGaAs, etc., tienen una fuerte absorción óptica a los bordes de banda porque la absorción óptica puede ocurrir sin una participación de fotones. Por otra parte, Si y Ge tienen una banda prohibida indirecta, y la fuerza de absorción es débil cerca del borde de banda.

Como puede verse, el coeficiente de absorción es cero por encima de una longitud de onda de corte dada por λ_c , donde:

$$\lambda_c = \frac{hc}{E_g} = \frac{1.24eV}{E_g} \mu m$$

donde:

c= velocidad de la luz

Eg= Borde de banda del semiconductor

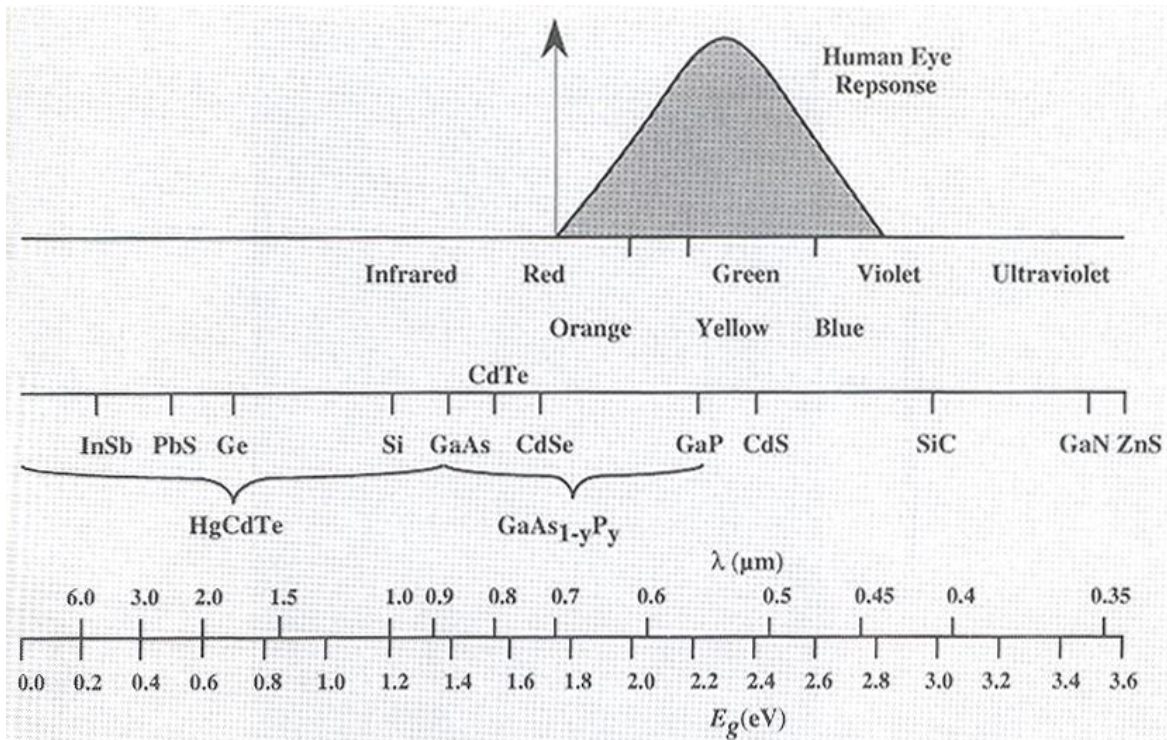


Figura 3.12: Muestra el intervalo de banda y las longitudes de onda de corte para varios semiconductores junto con la respuesta relativa del ojo humano.

La respuesta de un detector tiene una fuerte dependencia de la longitud de onda de los fotones que inciden. Si la longitud de onda es superior a la longitud de onda de corte, los fotones no serán absorbidos y no se generarán fotocorriente. Cuando la longitud de onda es menor que λ_c , la energía del fotón será mayor que la energía de banda prohibida y la diferencia será liberada en forma de calor. Por lo tanto, a pesar de los aumentos de energía de fotón por encima de la banda prohibida, todavía produce el mismo número de pares e-h. De este modo la capacidad de respuesta disminuye

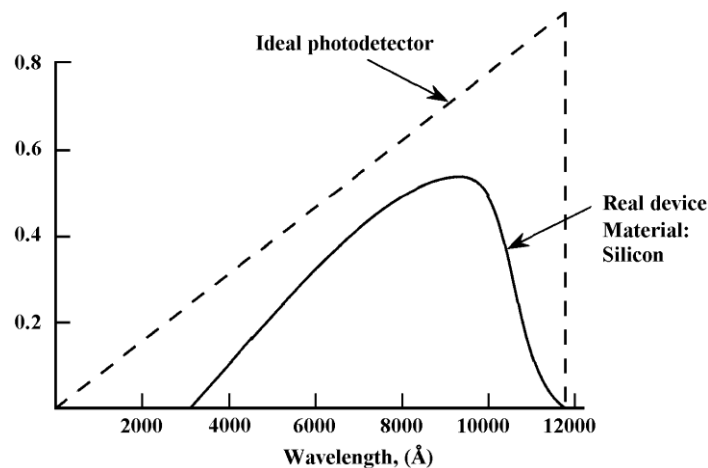


Figura 3.13: La curva de la capacidad de respuesta de un detector ideal

Otra de las cualidades de los detectores es la eficiencia cuántica que esencialmente nos dice cuántos transportistas se recoge para cada fotón que incide sobre el detector, y podemos definirla como [4]

$$\eta = \frac{n_e}{n_p}$$

donde

n_e = es la velocidad de generación de fotoelectrones

n_p = es la velocidad incidente de fotones que inciden sobre el detector.

La eficiencia cuántica igual a 1 significa que un fotón que incide sobre el detector producirá un fotoelectrón y es poco común. En la práctica los valores entre 0,05 y 0,3 son comunes.

La magnitud de la señal eléctrica generada en el fotodetector como respuesta a la potencia óptica de la luz que incide sobre el mismo se puede expresar como función de su sensibilidad (S), y esta sensibilidad se puede definir como

$$S = \frac{i_p}{\Phi}$$

donde:

S= sensibilidad

i_p = es la fotocorriente generada en el detector

Φ = es la potencia óptica de la luz que incide sobre el detector.

La corriente generada por los fotones se puede calcular teniendo en cuenta lo que ocurrió cuando un haz de luz con longitud de onda λ incide sobre un detector. La velocidad incidente de fotones (n_p) que incide sobre el fotodetector se puede calcular como sigue:

$$n_p = \frac{\Phi}{E_{\text{photon}}} = \frac{\Phi \lambda}{hc}$$

donde

n_p = Velocidad incidente de los fotones

Φ = es la potencia óptica de la luz que incide sobre el detector

λ = es la longitud de onda

h= es la constante de Planck

c= es la velocidad de la luz.

La velocidad de producción de fotoelectrones (n_e) se obtiene:

$$n_e = \eta \times n_p = \frac{\eta \Phi \lambda}{hc}$$

dónde:

η = es la eficiencia cuántica

n_p = es la velocidad de los fotones incidentes.

Podemos calcular la fotocorriente generada en el fotodetector multiplicando la velocidad de producción de fotoelectrones por la carga del electrón [5],

$$i_p = n_e e = \frac{\eta \Phi \lambda}{hc} e$$

e = carga del electrón

La fotocorriente es directamente proporcional a la potencia óptica de la luz que incide sobre el fotodetector.

Podemos encontrar la sensibilidad del foto detector de la siguiente forma:

$$S = \frac{i_p}{\Phi} = \frac{\eta \lambda e}{hc}$$

Fotodiodo PIN

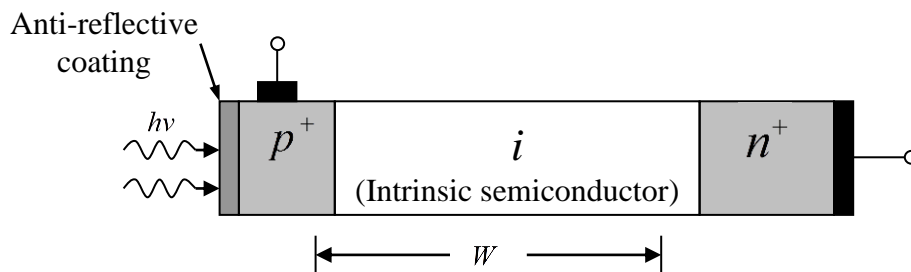


Figura 3.14: Estructura del fotodiodo PIN

La única y gran diferencia entre un fotodiodo PIN y un simple fotodiodo es que el fotodiodo PIN incluye un semiconductor intrínseco entre el p + y n + materiales. Que produce que la región de agotamiento (W) sea más amplio que una simple fotodiodo, y esto genera esa dinámica disminución de capacitancia del fotodiodo PIN para obtener una respuesta más rápida, sin embargo, si W es largo, el tiempo de tránsito de electrones que controla la velocidad del dispositivo llega a ser demasiado grande, la reducción de la velocidad del dispositivo. Dispositivos de alta velocidad tienen W de aproximadamente un micrón y pueden operado a velocidades superiores a 10 GHz. También los fotodiodos PIN aumentan su eficiencia cuántica por medio de un revestimiento anti-reflectante. Así, todos los resultados llegaron a un fotodiodo simple, las ecuaciones y circuitos, se puede aplicar a un fotodiodo PIN indistintamente.

Debido esto, uno puede conseguir que un fotodiodo PIN en circuito abierto y en modo fotovoltaico, producen la misma respuesta fotovoltaje logarítmica (V_{PHOTO}) que un simple fotodiodo.

$$V_{PHOTO} = \left(\frac{kT}{e} \right) \ln \left(\frac{\eta \Phi \lambda e}{i_0 hc} \right)$$

donde

K= es la constante de Boltzmann

T= es la temperatura absoluta

e= es la carga del electrón

η =es la eficiencia cuántica

Φ =es la potencia óptica

λ =es la longitud de onda

i_0 =es la corriente de oscuridad

Φ =es la potencia óptica de la luz que incide sobre el detector

h= es la constante de Planck y c es la velocidad de la luz

El circuito se puede utilizar para un fotodiodo PIN operado en modo fotovoltaico, si se quiere hacer funcionar el fotodiodo PIN en circuito abierto, entonces la resistencia de carga (R_L) debe ser mucho más grande que la resistencia dinámica fotodiodo PIN's (R_D) Esta resistencia dinámica puede ser de hasta cientos de $M\Omega$ s, este valor depende de las características de los diodos, así, R_L podría ser $10G\Omega$ para conseguir $R_L \gg R_D$

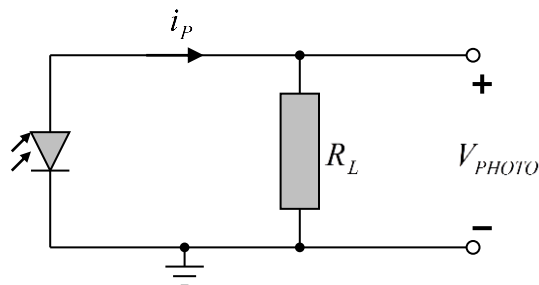


Figura 3.15: Circuito de prueba PIN fotodiodo.

Resumiendo, el fotodiodo PIN que opere en modo fotovoltaico en circuito abierto puede ser utilizado para detectar baja intensidad de la luz con escala logarítmica y bajo ruido.

Usando el circuito mostrado, se puede obtener una respuesta lineal, sólo tenemos que utilizar R_L menor a $1k\Omega$. El fotovoltaje sería:

$$V_{PHOTO} = i_p R_L = \frac{\eta \Phi \lambda e}{hc} R_L; R_L \ll R_D$$

Algo muy importante es que en el pasado los fotodiodos PIN en el modo fotovoltaico tienen una respuesta de largo plazo, pero hoy fotodiodos PIN, individual y conjunto, han demostrado que trabajar hasta 2,36 Gbps en modo fotovoltaico. Por lo tanto, estos fotodiodos PIN nos dan muy buenas ventajas, no necesitan ser polarizado inversamente, lo que elimina una fuente de alimentación y evitan la corriente oscura como ruido.

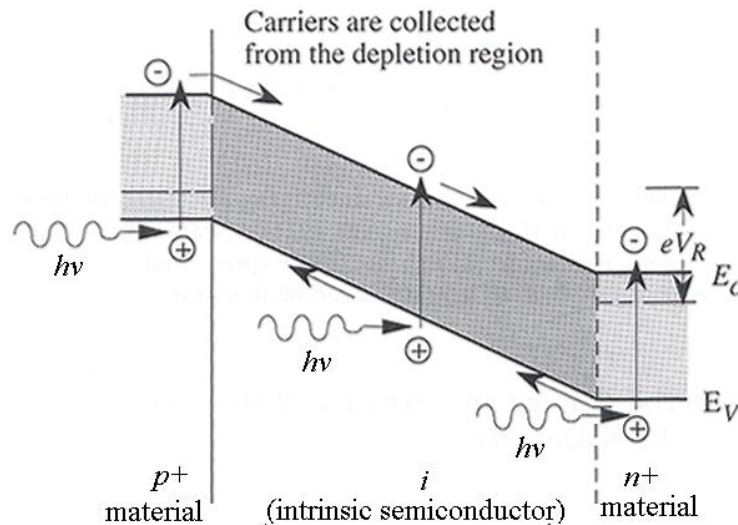


Figura 3.16: PIN fotodiodo bajo iluminación operado en modo fotoconductor
 Un fotodiodo PIN, también, puede ser operado en el modo de fotoconductor. La luz que incide sobre el produce electrones-huecos pares, que son recogidos por el campo eléctrico generado en la región de agotamiento por la polarización inversa, los electrones son atraídos por el material N y los huecos son atraídos por el material p. La fotocorriente generada es una función lineal de la potencia óptica de la luz que incide sobre el detector.

$$i_{OUT} = i_p + i_0 = \frac{\eta\Phi\lambda e}{hc} + i_0 \cong \frac{\eta\Phi\lambda e}{hc}; i_p \gg i_0$$

donde

i_0 : es la corriente de oscuridad

η : es la eficiencia cuántica

Φ : es la potencia óptica de la luz que incide sobre el detector

λ : es la longitud de onda

e : es la carga del electrón

h : es la constante de Planck

c : es la velocidad de la luz

Cuando se necesita una respuesta lineal y los fotodiodos PIN no son capaces de funcionar lo suficientemente rápido en el modo fotovoltaico, siempre podemos

operado el fotodiodo PIN en el modo de fotoconductor para tratar de obtener una respuesta más rápida.

Un circuito común utilizar un fotodiodo PIN en el modo fotoconductor

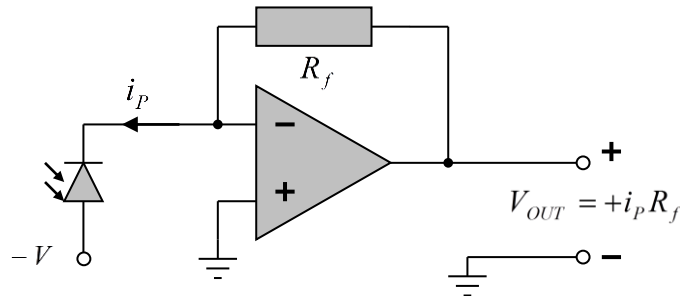


Figura 3.17: Fotodiodo PIN conectado a un amplificador de transimpedancia para convertir la fotocorriente en voltaje.

3.5 FIBRA OPTICA

El uso de la luz para la transmisión de información está lejos de una nueva idea. Fue experimentos de Alexander Graham Bell hace más de un siglo que llevó a su desarrollo de la fonografía, un dispositivo que lleva el habla de un punto a otro por medio de espejos vibrantes y un rayo de sol [4].

La Fibra Óptica es un medio de transmisión físico capaz de brindar velocidades y distancias superiores a las de cualquier otro medio de transmisión (cobre e inalámbricos).

Son pequeños filamentos de vidrio ultra puro por el cual se pueden mandar haces de luz de un punto a otro en distancias que van desde 1m hasta N kilómetros.

Existen diferentes tipos de fibra óptica, y cada una es para aplicaciones diferentes, como para uso Médico, de control, de iluminación, de imprenta y el de telecomunicaciones.

La fibra óptica utiliza rayos de luz para enviar información a través de fibras finas a altas velocidades, estas fibras se utilizan como una alternativa al cable de cobre convencional en una variedad de aplicaciones, como: seguridad, telecomunicaciones, instrumentación y control entre muchas otras aplicaciones.

La fibra óptica trabaja bajo el principio de la reflexión interna total. Esto ocurre cuando un rayo de luz pasa de un índice de refracción inferior a uno más alto.

La apertura numérica es la medida matemática de la capacidad de la fibra para aceptar ondas de luz desde varios ángulos y transmitir hacia abajo núcleo. Una gran diferencia entre los índices de refracción del núcleo y el revestimiento significa una

gran apertura numérica (NA). Cuanto mayor sea la apertura numérica, más poder óptico puede ser acoplado en la fibra. Para distancias cortas esto brinda ventajas, sin embargo, para la transmisión de largas distancias la dispersión o difusión de impulsos es demasiado grande.

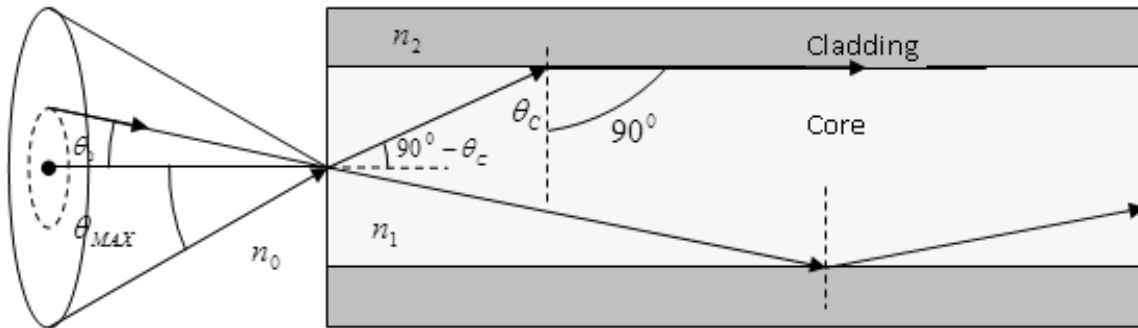


Figura 3.18: Esquema de un rayo de luz pasando del aire al núcleo de la fibra óptica

La fibra se clasifica básicamente en tres grupos:

- Vidrio: que incluye las fibras single-mode, multimodo y el índice de paso multimodo.
- El plástico revestido de sílice (PSC).
- Plástico.

La mayoría de las comunicaciones fibras ópticas se hacen 99 por ciento de vidrio de sílice, el material del que están formados de cuarzo y arena. Las fibras de plástico son mucho más grandes en diámetro que las fibras de vidrio, las fibras de plástico sólo se puede utilizar para baja velocidad, la transmisión de corta distancia. (PCS) fibras de sílice-plástico revestido, con un núcleo de vidrio con un revestimiento de plástico, vienen entre las fibras de vidrio y de plástico de tamaño y rendimiento. Las fibras de plástico y PCS cuestan menos que las fibras de vidrio de sílice, pero también son menos eficientes en la transmisión de la luz.

Perfil de índice de refracción, este término describe la relación entre los índices del núcleo y el revestimiento. Existen dos relaciones principales: step-index y de grade-index.

La fibra de step-index tiene un núcleo con un índice uniforme. El perfil muestra un fuerte paso en la unión del núcleo y del revestimiento.

En contraste, el grade-index tiene un núcleo no uniforme. El índice es más alto en el centro y disminuye gradualmente hasta que coincide con el del revestimiento. No hay clara ruptura entre el núcleo y el revestimiento.

La dispersión modal se puede resumir en el ancho de banda de producto (BW) la distancia (km), que es igual a una constante, entonces el ancho de banda es

inversamente proporcional a la distancia. Así que, si aumenta la distancia entonces el ancho de banda de la fibra óptica se reducirá. Otra característica que está en función de la distancia es la atenuación en la fibra óptica.

La selección de la fibra óptica en base a las características de fabricación y comportamiento se basó en la clasificación de 3 grupos:

- Vidrio (silica) fibra multimodal
- Pástico revestido de silica (PSC)
- Plástica

El 99% de las fibras ópticas que se ocupan son de silica (vidrio) por lo que de este tipo se seleccionó la fibra:

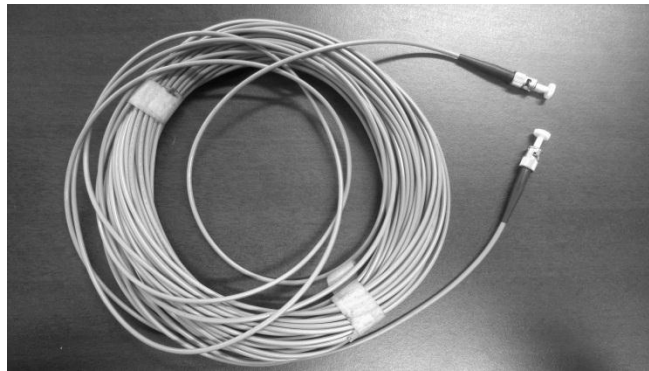


Figura 3.19: Fibra óptica.

3.6 DISEÑO DRIVER VCSEL.

El VCSEL es un dispositivo utilizado para la transición de datos por medio de un enlace óptico, por lo que se realizó la caracterización del componente.

Para la implementación de la caracterización del VCSEL se utiliza el siguiente diagrama:

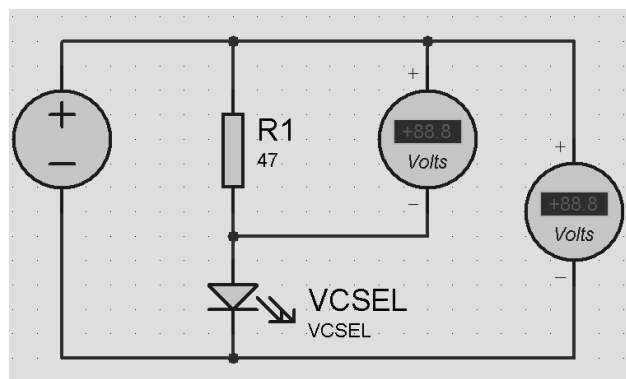


Figura 3.20: Circuito para caracterización VCSEL

Como se indica en la resistencia R1 que se mide el voltaje podemos calcular la corriente por tanto:

$$\text{Corriente} = \frac{\text{Voltaje en la resistencia}}{\text{Resistencia}} = \frac{V_{R1}}{R} = \text{Ampere}(I)$$

Para calcularla en miliamperio (mA) tenemos que:

$$I = \frac{V_{R1} * 1000}{R} = mA$$

Para saber el voltaje que hay en el VCSEL tenemos que:

$$V_{VCSEL} = V_{Fuente} - V_{R1}$$

Una vez obtenida esta información se puede calcular la resistencia equivalente del VCSEL por tanto:

$$R_{VCSEL} = \frac{V_{VCSEL}}{I}$$

Para obtener la potencia óptica generada por el VCSEL se toma en cuenta la punta de prueba con $0.48 \text{ mA}/\text{mW}$ con una resistencia de 50Ω , por tanto tenemos que en relación con los voltajes medidos se relacionan con:

$$0.48mA * 50\Omega = 24mv$$

Esto se relaciona con $24 \text{ mV}/\text{mW}$

Por tanto la Potencia Óptica (Po) es:

$$Po = \frac{\text{Voltaje medido en el osciloscopio}}{0.024v} = \text{Potencia Optica}$$

Para la caracterización se realizaron mediciones variando el voltaje de entrada con escalones de 0.05 Volts, la gráfica resultante se muestra en la figura 3.21 del comportamiento eléctrico y óptico del VCSEL con el número de serie 1409180003, se realizaron las gráficas en un programa en LABVIEW:

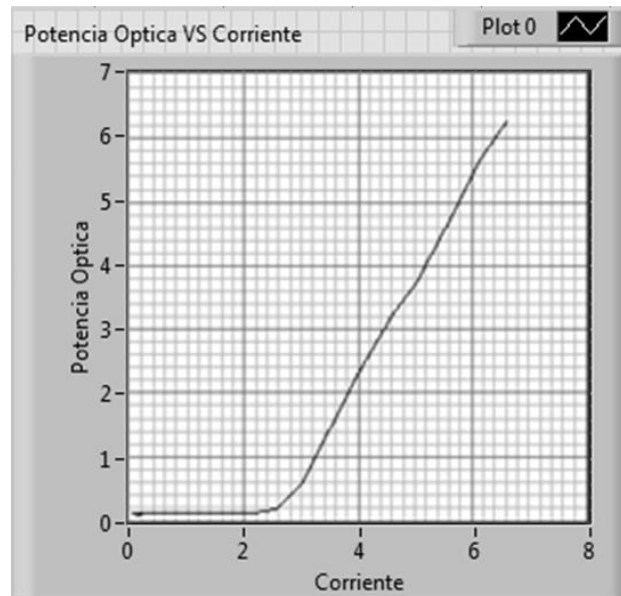


Figura 3.21: Grafica Potencia Óptica VS Corriente

En la figura 3.21 Se presenta el comportamiento de VCSEL en relación al incremento de la corriente suministrada y la potencia óptica que emite el dispositivo, como se ilustra en los gráficos el comportamiento de la potencia óptica es lineal, de esta forma podemos mostrar el comportamiento óptico de la fuente de luz.

Se muestra en la figura 3.22 se muestra el comportamiento de la resistencia equivalente del VCSEL en relación a la corriente aplicada, esto con la finalidad de conocer sus características eléctricas del dispositivo, se observó que a medida que incrementa la corriente aplicada en el VCSEL la resistencia equivalente disminuye.

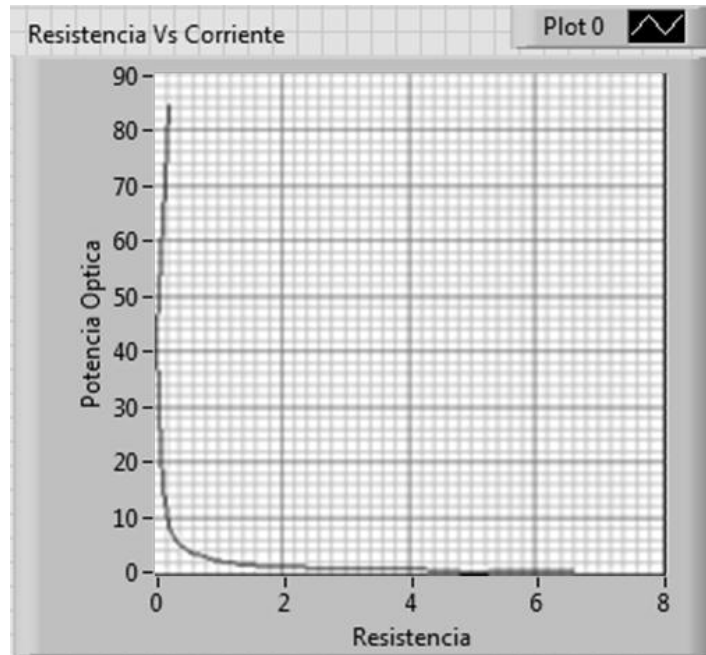


Figura3.22: Resistencia VS Corriente.

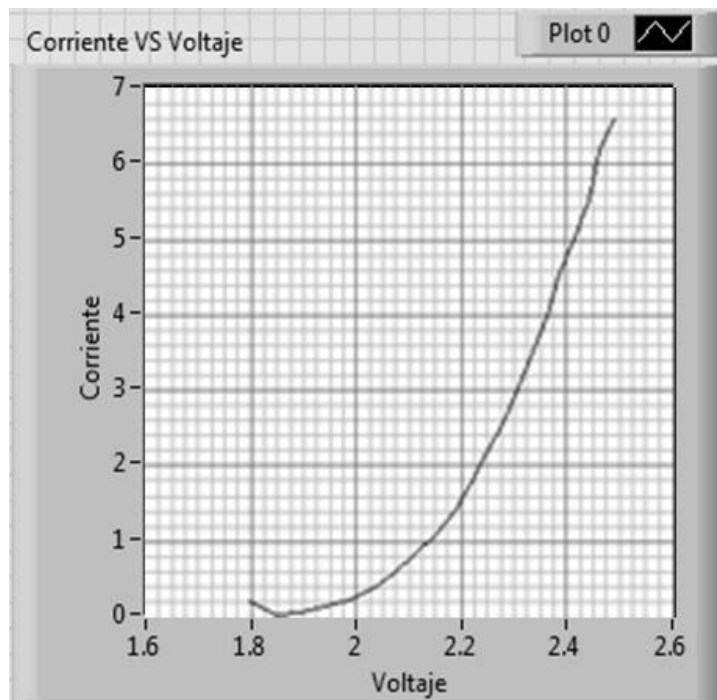


Figura 3.23: Corriente VS Voltaje

En relación con el comportamiento del eléctrico del VCSEL y sus características ópticas se diseña el driver del dispositivo con una potencia óptica de 2.75mW, por tanto tenemos los siguientes datos:

Resistencia dinámica	Voltaje aplicado	Potencia óptica
3.7 kΩ	2.098 V	0.266mW
1.01 kΩ	2.379V	2.75mW

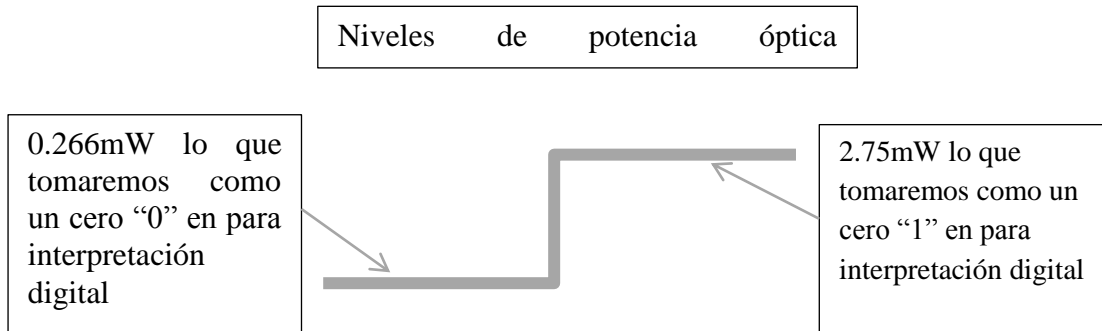


Figura 3.24: Relación niveles lógicos y potencia óptica

Para el diseño del driver se ocupara el amplificador OPA659, ya que es un amplificador de pequeña señal y con un ancho de banda de 650MHz, este dispositivo tiene como resistencia de carga 50Ω por lo que el driver toma lo como consideración.

Se considera el voltaje de offset para que la velocidad de transición de un nivel de potencia óptica bajo a el nivel de potencia óptica alto sea el más corto, este voltaje de offset es justo cuando empieza a emitir luz nuestro dispositivo “VCSEL”.

Por tanto tenemos que:

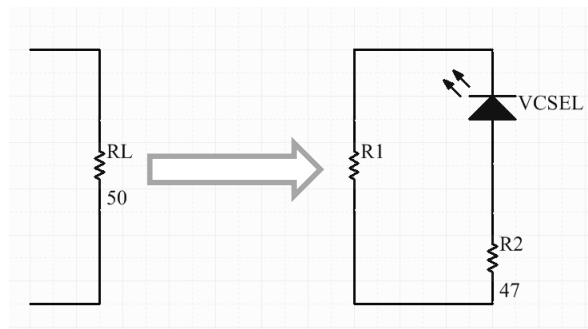


Figura3.25: Resistencia de carga equivalente del OPA659 para el driver.

Como se muestra en la figura 3.25 y en relación con la resistencia dinámica del VCSEL podemos entonces tener 2 casos por los niveles de potencia óptica seleccionados

Caso 1 con la resistencia dinámica de una potencia óptica de 0.266mW

$$R3 = 47\Omega + 3774.93\Omega = 3821.93\Omega$$

Entonces tenemos una resistencia en paralelo

$$R_L = \frac{R1 * R3}{R1 + R3}$$

Como sabemos que $R_L=50\Omega$ tenemos que:

$$R1 = \frac{RL}{1 - \frac{RL}{R3}} = \frac{50\Omega}{1 - \frac{50\Omega}{3821.93\Omega}} = 50.66\Omega$$

Caso 2 con la resistencia dinámica de una potencia óptica de 2.75mW

$$R3 = 47\Omega + 1019.91\Omega = 1066.91\Omega$$

$$R1 = \frac{RL}{1 - \frac{RL}{R3}} = \frac{50\Omega}{1 - \frac{50\Omega}{1066.91\Omega}} = 52.45\Omega$$

Por tanto el circuito driver propuesto es con un amplificador sumador inversor:

$$V_o = -R_6 \left(\frac{V1}{R_5} + \frac{V2}{R_6} \right) = -1k\Omega \left(\frac{3.3V}{720\Omega} + \frac{5V}{2.3k\Omega} \right)$$

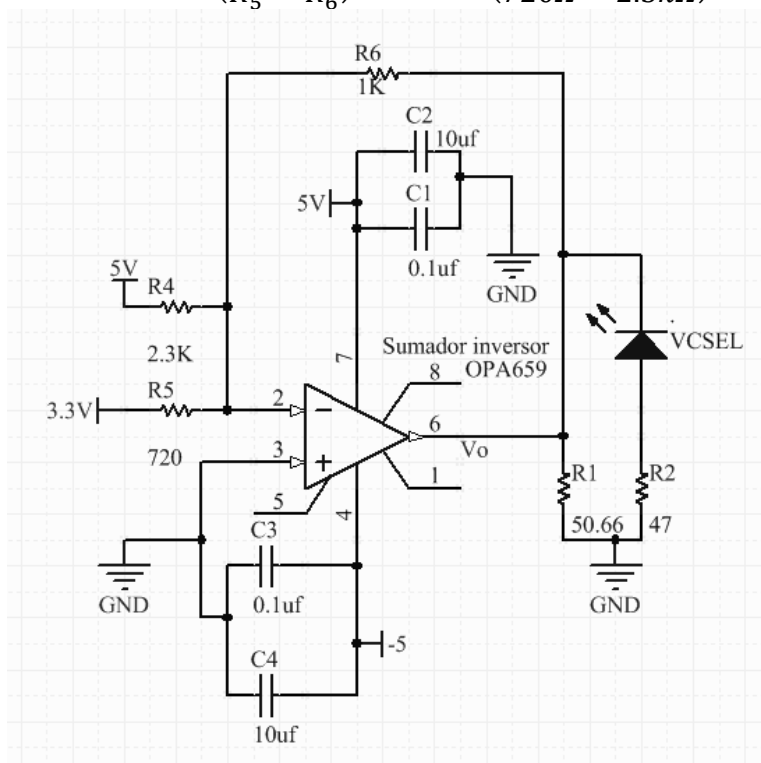


Figura 3.26: Diagrama eléctrico del driver VCSEL.

Como el voltaje de salida que entrega le FPGA es de 3.3V los niveles de salida estarán de la siguiente manera.

Voltaje aplicado en la entrada del driver	Voltaje de salida	Potencia óptica estimada
0v	-2.098	0.266mW
3.3v	-2.379V	2.75mW

Figura 3.27: Niveles de voltaje de la fibra óptica

3.7 DISEÑO DRIVER PIN FOTODIODO:

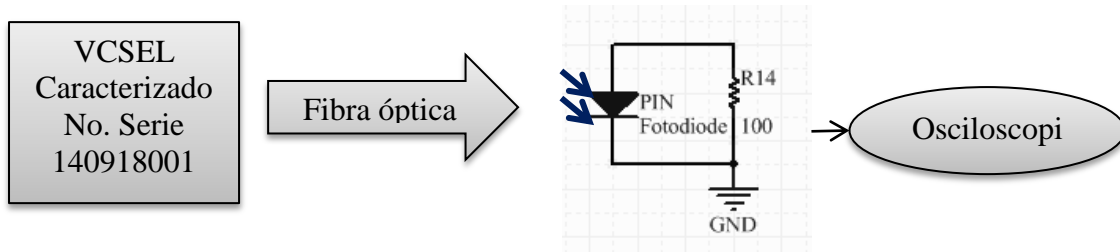


Figura 3.28: Diagrama a bloques caracterización PIN Fotodiodo

En la figura 3.28 se muestra el diagrama a bloques de cómo realizar la caracterización del PIN fotodiodo. Para lo cual se toma un VCSEL ya caracterizado, pues se conoce su respuesta de potencia óptica en relación al voltaje y corriente suministrada, y de esa forma conectado con la fibra óptica al PIN fotodiodo podemos comparar la respuesta del fotodetector a la potencia óptica suministrada.

Realizada la conexión se obtiene la gráfica de respuesta del PIN fotodiodo como se muestra en la figura 3.29.

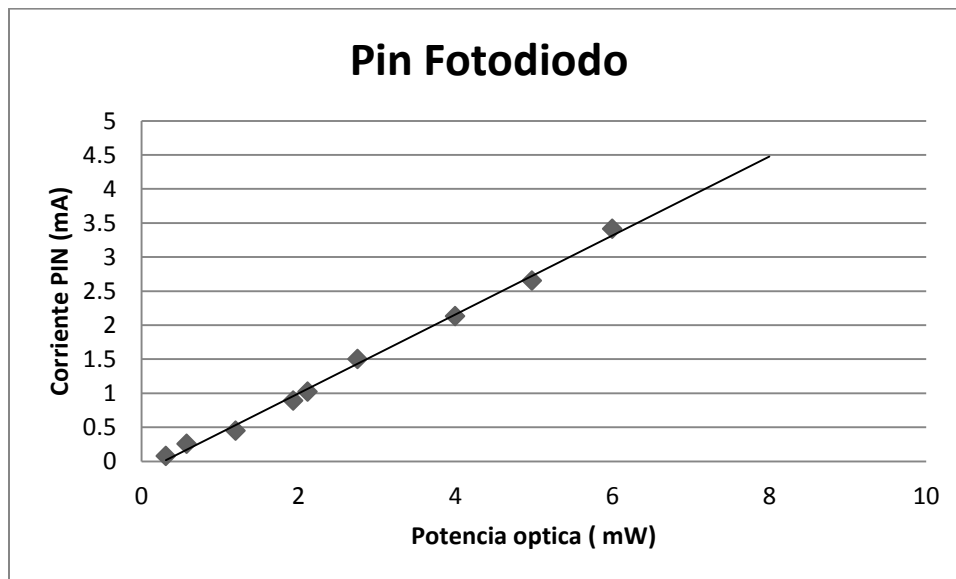


Figura 3.29: Respuesta PIN fotodiodo.

En la gráfica 3.29 se muestra el comportamiento del PIN fotodiodos en relación a la potencia óptica aplicada.

Para trabajar con la potencia optica diseñada en el driver del VCSEL de 2.13mW se debe de diseñar el driver del PIN fotodiodo considerando esta como la maxima potencia optica aplicada en el dsipositivo, ademas el voltaje de salida esta considerado para trabajar a 3.3V en relacion con el voltaje de entrada del FPGA por tanto:

- Se utiliza el amplificador OPA656 y el discriminador MAX999 para la configuracion del driver.

El MAX999 tiene como finalidad ser un comparador de voltaje de alta velocidad para tener el voltaje digital requerido de 3.3V que necesita el FPGA.

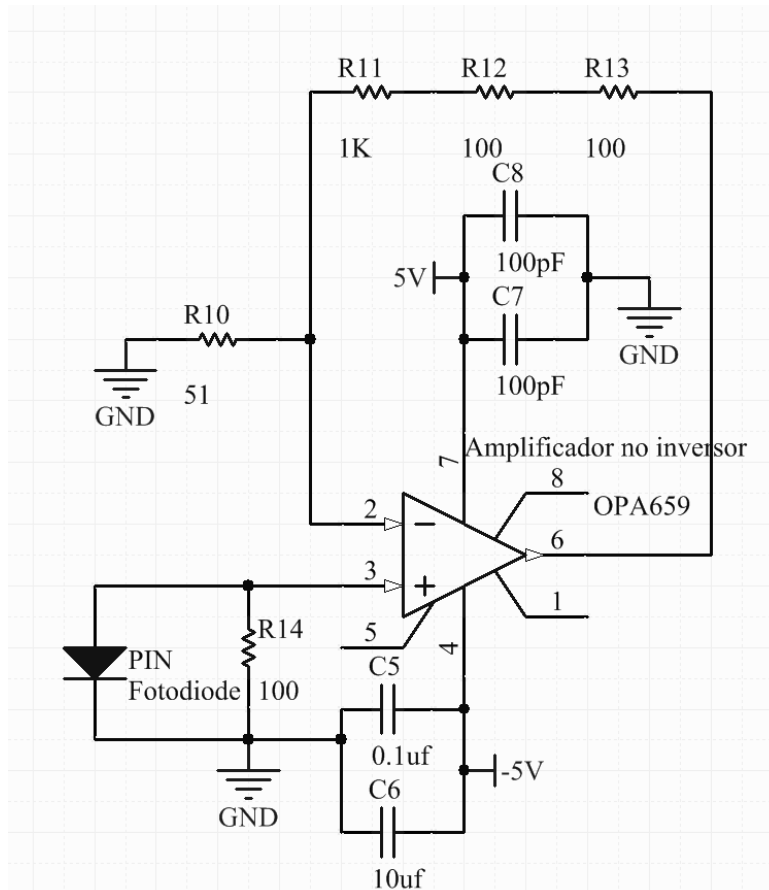


Figura 3.30: Driver PIN fotodiodo

$$V_o = 134mV \left(1 + \frac{R_f}{R_i} \right)$$

si

$$V_o = 3.3 V \text{ del FPGA}$$

Entonces

$$3.3 = 134mV \left(1 + \frac{R_f}{R_i} \right)$$

Por tanto $R_i = 51\Omega$

$$R_f = 23.6268 * 51$$

$$R_f = 1.204k\Omega$$

Por tanto la ganancia es de:

$$G = \left(1 + \frac{R_f}{R_i} \right) = 24.6$$

El diseño del amplificador es para realizar la prueba analógica del enlace óptico por que el discriminador MAX999 todavía está conectado y es para la salida digital. Incluyendo al MAX999 en el diagrama del driver tenemos que:

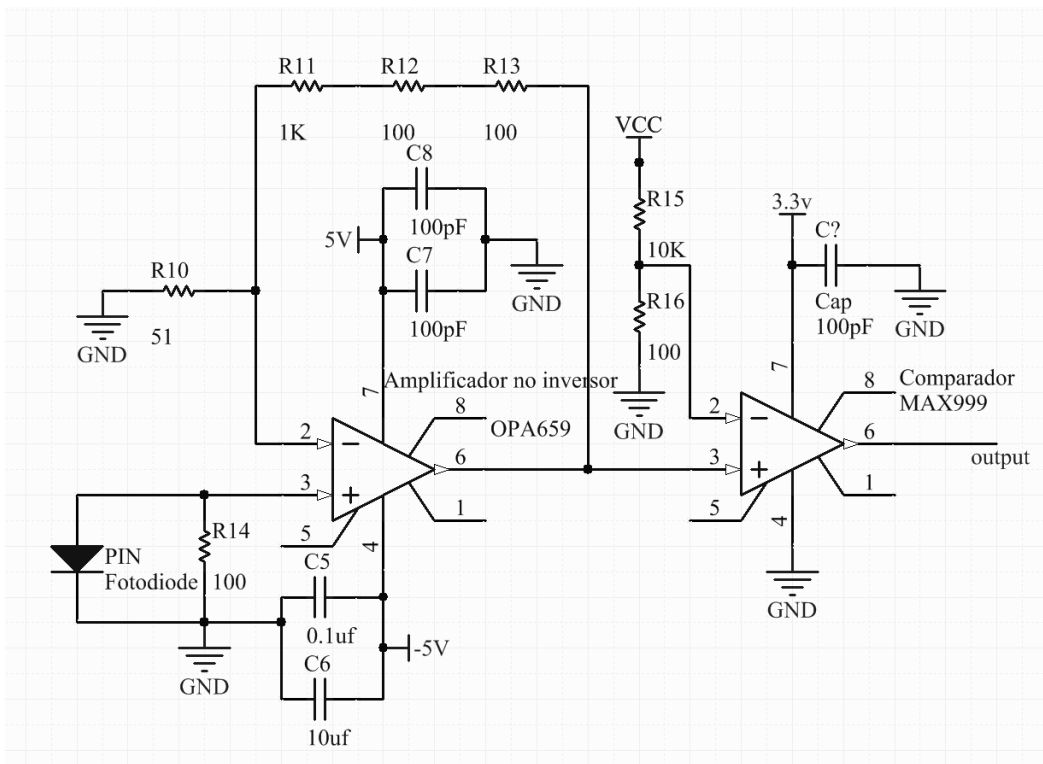


Figura 3.31: Driver PIN con salida digital con MAX999.

3.8 INTEGRACION DEL ENLACE

En la figura 3.38 se muestra como se cierra el enlace óptico para la prueba del enlace en analógico, se muestra la fibra óptica seleccionada, a la izquierda la tarjeta driver de VCSEL y a la derecha la tarjeta del driver del PIN Fotodiodo.

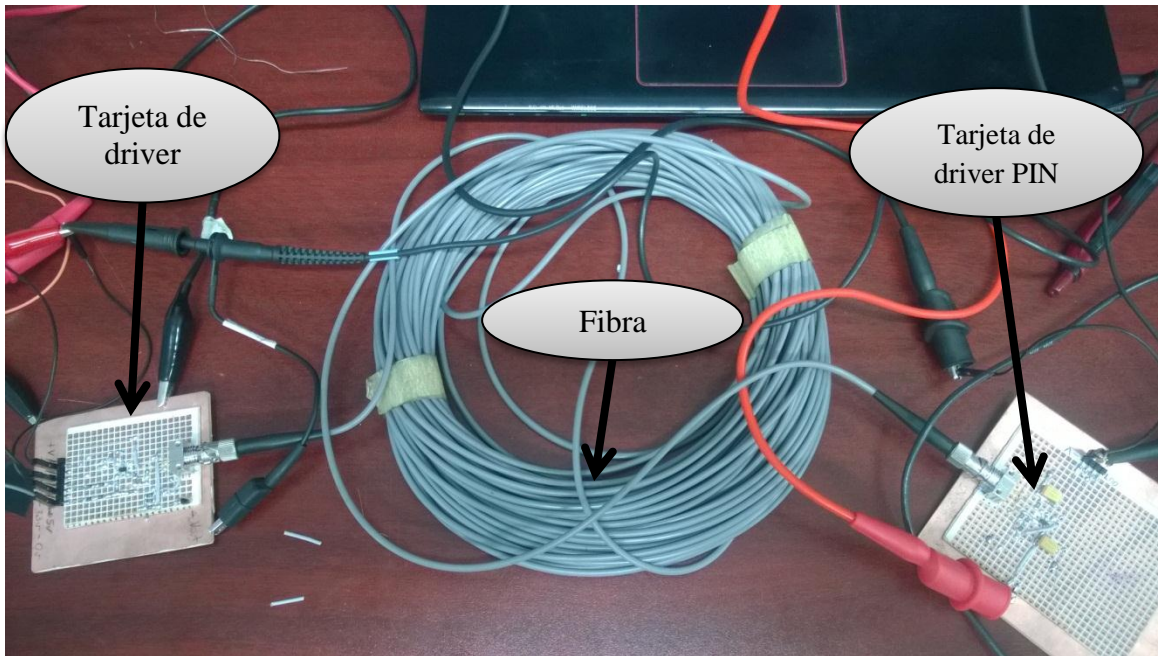


Figura 3.32: Enlace óptico para prueba de comportamiento analógico.

3.9 Conclusiones.

En relación al diseño, selección de componentes, caracterización y fabricación del enlace óptico, se concluye que es un sistema que funciona correctamente en cuanto a lo esperado. Un dato importante del uso de un enlace óptico es su poca sensibilidad al ruido electromagnético externo.

CAPITULO IV: MONITOR DE CORRIENTE

El desarrollo del monitor de corriente se basa en la instrumentación del medidor de corriente, el desarrollo del firmware y software, así como la comunicación entre cada una de las partes del monitor.

4.1 Firmware del monitor de corriente.

El desarrollo del firmware se realizara en el Quartus II versión 13.0 en un FPGA Cyclon III, las características de la tarjeta que se desarrolló en la Maestría en Electrónica Opción Automatización se presentan en la figura 4.1.

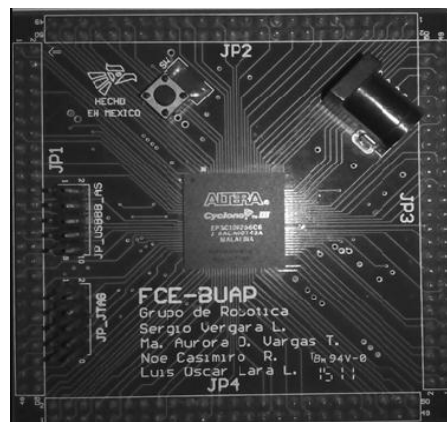


Figura 4.1: FPGA Cyclon II

El firmware del monitor considera un ADC pseudo-diferencial de 18 bits, el FPGA Cyclon II y se programara en AHDL en el programa Quartus 13.0 [13]. Se presenta el diagrama a bloques del Firmware en la figura 4.2.

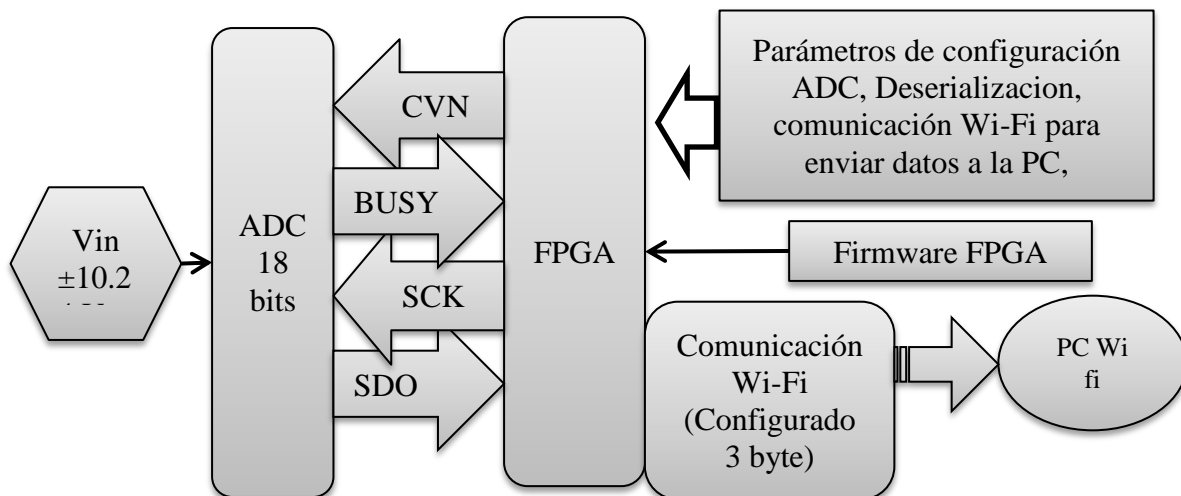


Figura 4.2: Diagrama a bloques de la tarjeta 3

4.2 FIRMWARE ADC 18 BITS.

En relación a la respuesta del ADC entrega dos señales, BUSY que indica que la conversión del dato analógico concluido y SDO que corresponde a el dato de 17 bits en forma serial. Las señales del ADC están en relación a las señales CVN que indica el inicio de una conversión nueva y SKC que es el reloj con el cual el dato serial envía bit a bit, estas señales provienen del FPGA sincronizadas con el funcionamiento en base al diagrama de tiempos del ADC, este funcionamiento corresponde a la figura 4.3.

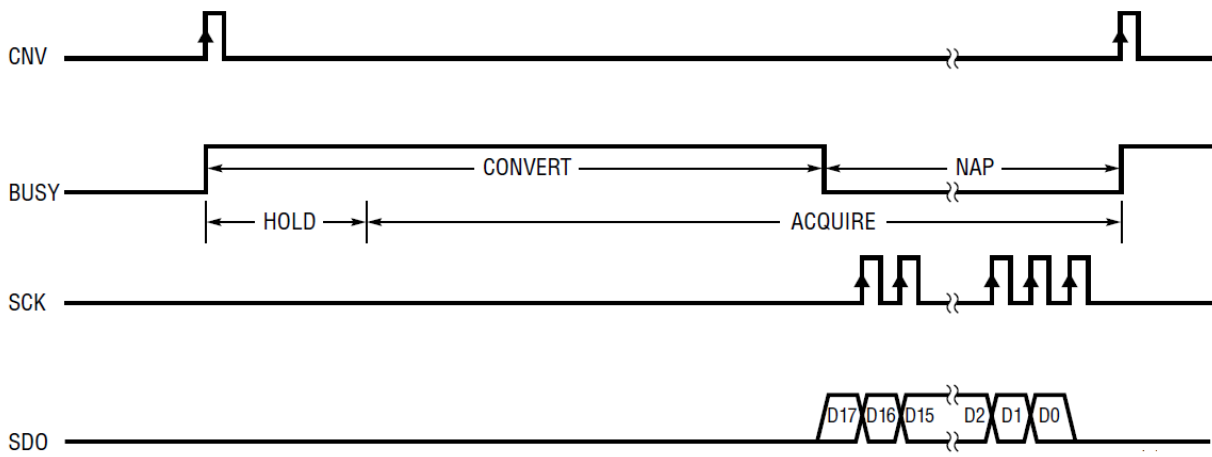


Figura 4.3: Diagrama de tiempos de funcionamiento del ADC.

El FPGA deserializa cada uno de los datos y se guardan en un registro de 18 bits, para enviar esta información de manera inalámbrica por comunicación Wi-Fi.

En base al funcionamiento del y requerimientos de la tarjeta y comunicación con la PC se muestra el diagrama de flujo en la figura 4.4.

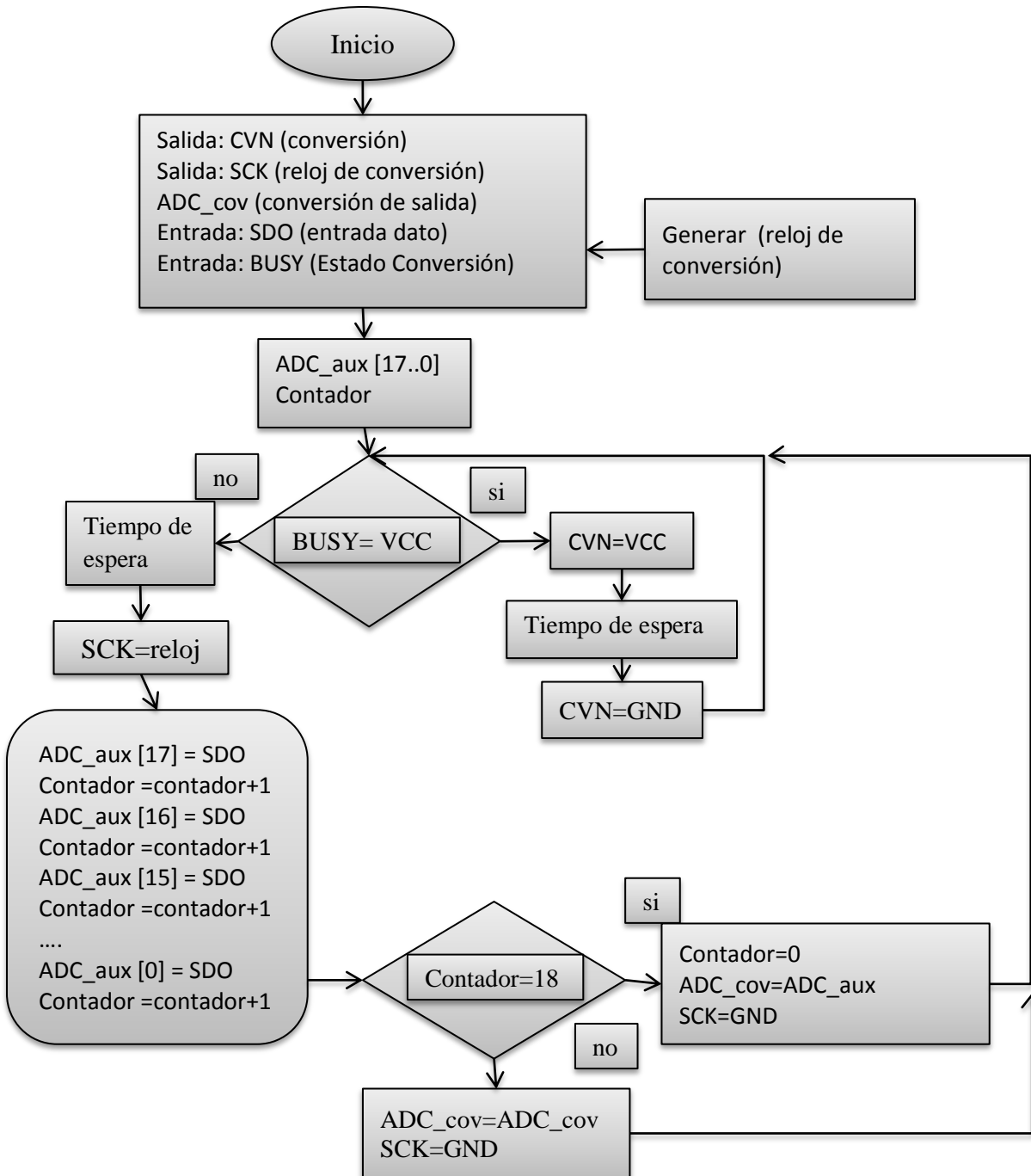


Figura 4.4: Firmware de configuración del ADC

Se programa el firmware del ADC en Quartus II, se muestra el bloque de programación en la figura 4.5.

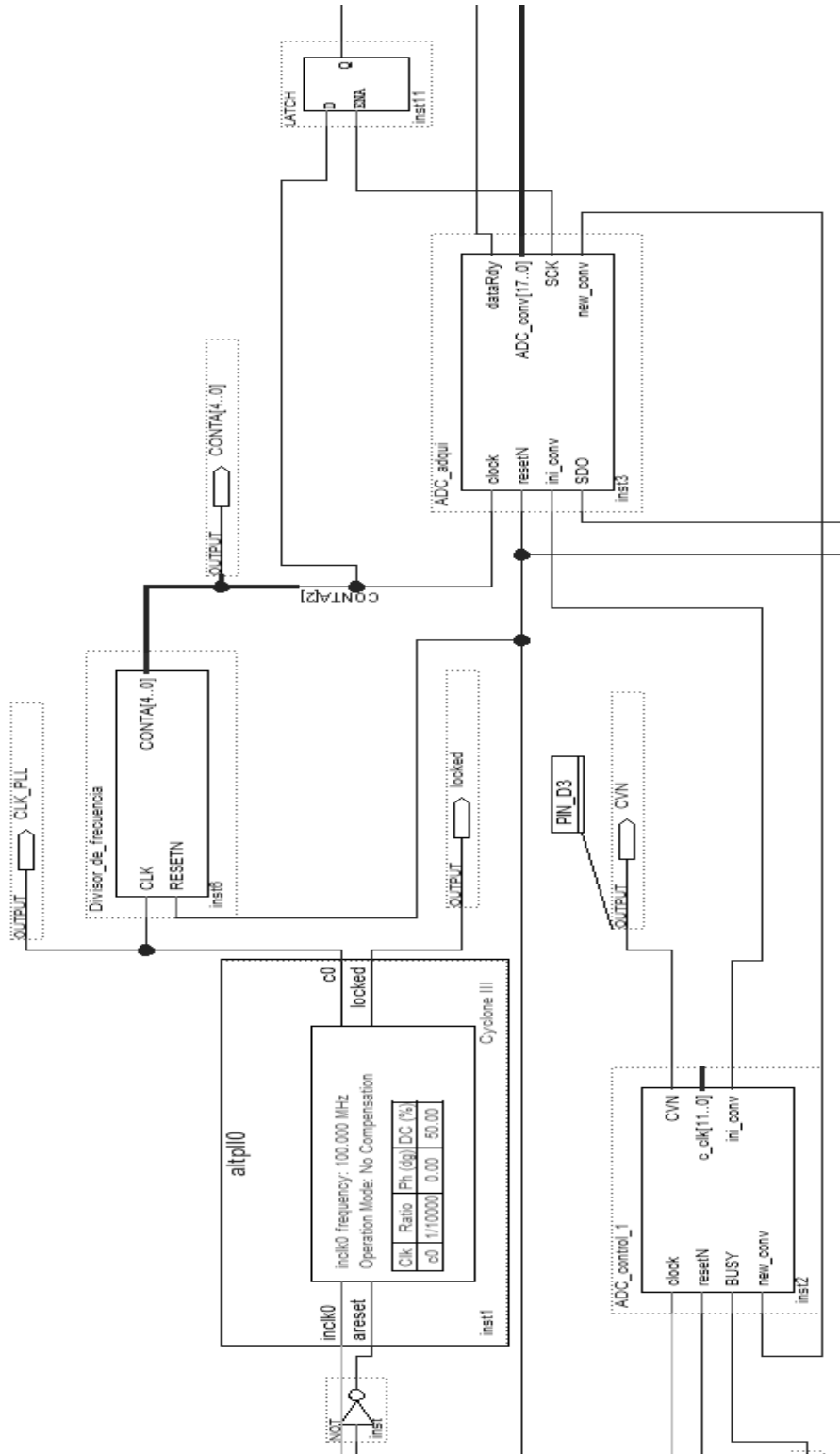


Figura 4.5: Bloque programado del ADC.

4.3 EXPLICACION FIRMWARE Wi Fi

Con el dato de 17 bits en un registro se enviara esta información al registro del firmware de protocolo Wi-Fi [12]. El formato de envío es de un byte (8 bits) y en base a esto se requiere aumentar el número de bytes enviados por el firmware para poder enviar los 18 bits del registro de datos, como se muestra en la figura 4.6.

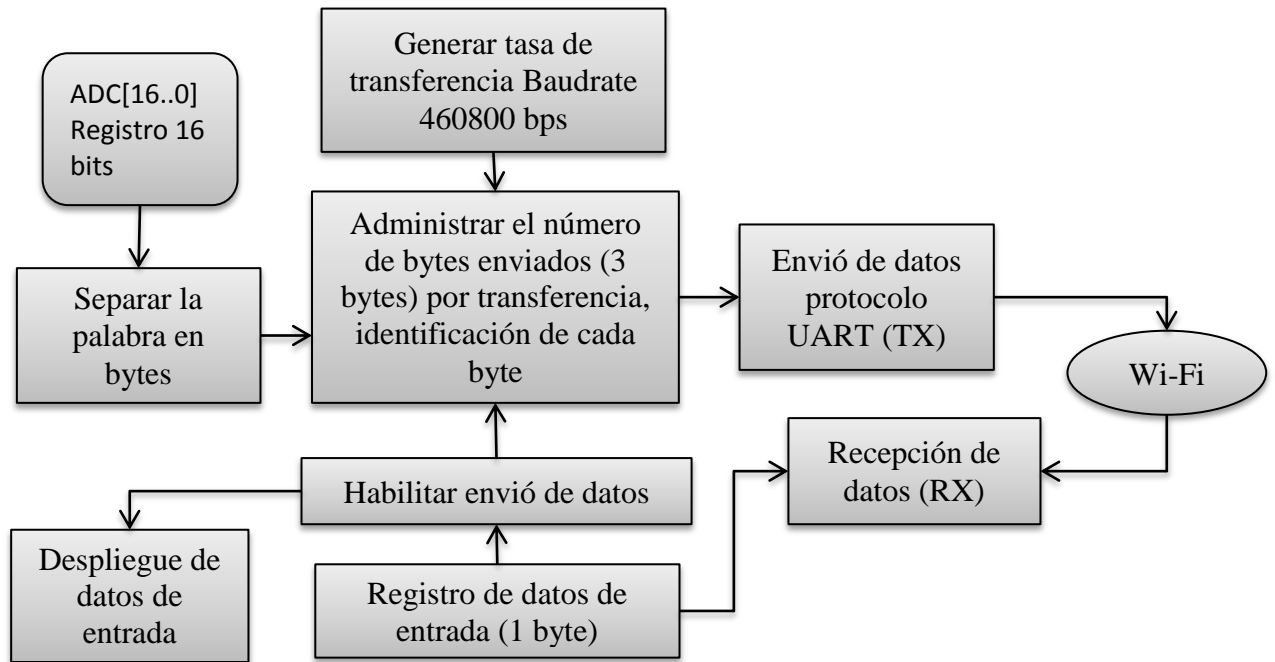


Figura 4.6: Diagrama a bloques comunicación Wi-Fi.

En la figura se muestra la el diagrama a bloques de la comunicación Wi-Fi, en este caso se envían en paquetes de 3 bytes, con la finalidad de enviar los 18 bits del ADC, por lo que para identificar cada dato se codifica como se muestra en la figura 4.7

Byte	Identificación	Descripción	
Byte 1		01XXXXXX	LSB
Byte 2		10XXXXXX	-----
Byte 3		11XXXXXX	MSB

Figura 4.7: Identificación Bytes enviados.

EL firmware de transmisión del Wi-Fi es formato serial en el protocolo UART. Se usan 10 bits: 1 bit de inicio + 8 bits de datos + 1 bit de paro. La señal está inactiva a un "1" lógico y activa a un "0" lógico. En la figura 4.8, se puede observar el formato de la transmisión de bits. A la tasa de transferencia se le llama baudrate o tasa de bits por segundo.

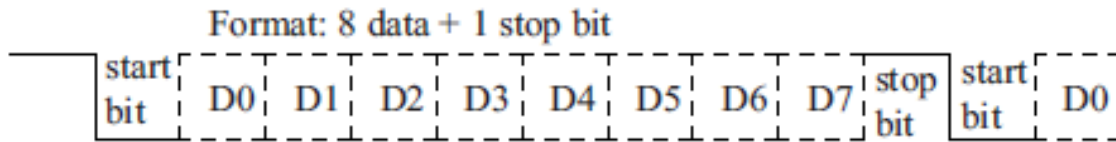


Figura 4.8. Trasmisión UART.

Se programa esta configuración de envío de bytes en AHDL en la plataforma Quartus II. El firmware para almacenar y comunicar el FPGA con el modulo Wi Fi se muestra en la figura 4.9.

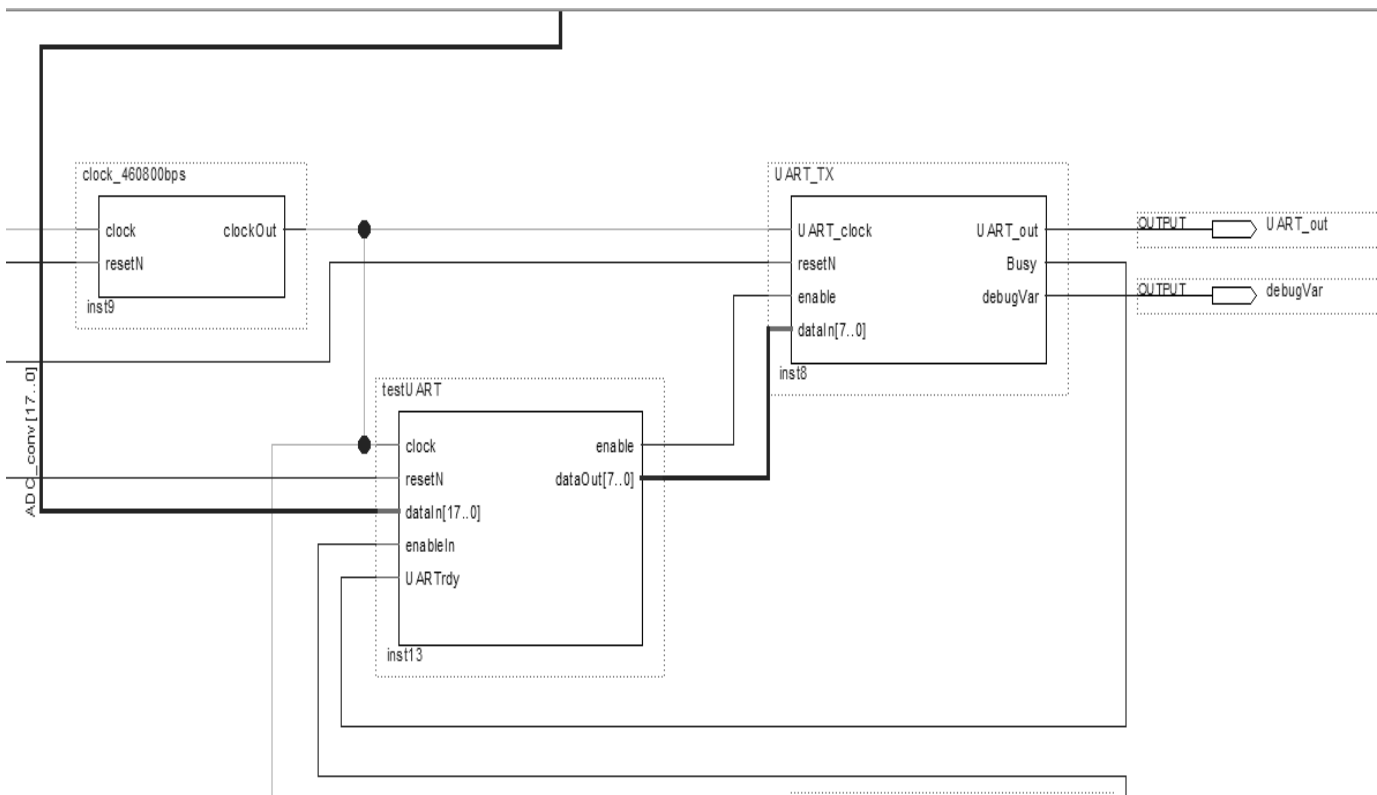


Figura 4.9: Firmware modulo Wi Fi

4.4 PRUEBAS FIRMWARE ADC CON WIFI.

Realizada la configuración y programación del firmware se realizan pruebas de funcionamiento analizando los datos recibidos en el software SIGNAL TAP II LOGIC ANALYZER del FPGA Cyclon II, los resultados se muestran en la figura 4.10.

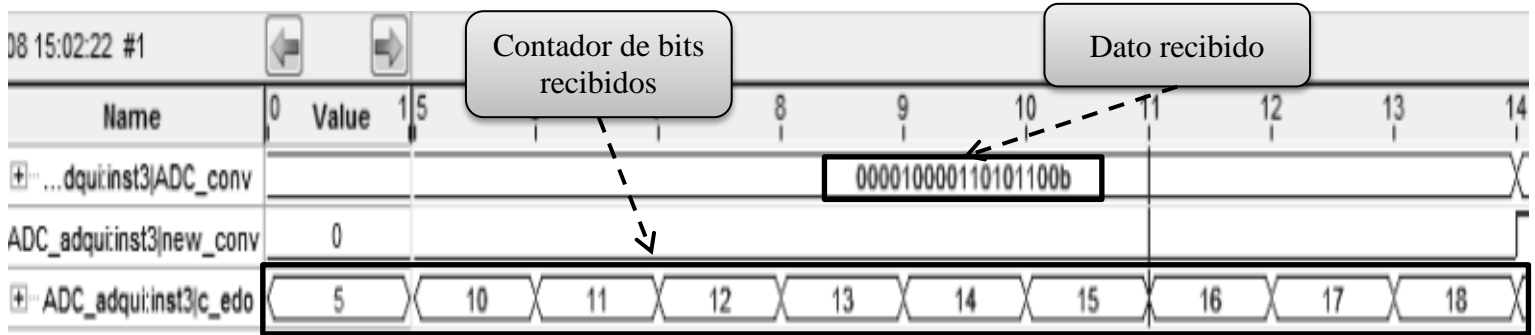


Figura 4.10: Respuesta del analizador lógico del FPGA.

En base a los resultados obtenidos se observa que la adquisición del ADC es correcta, además la configuración para el envío de datos permitirá que el software identifique cada uno de los bytes.

4.5 FIRMWARE CODIFICACION COMUNICACIÓN FIBRA OPTICA.

Para la aplicación del enlace óptico en el sistema de monitoreo de corriente es necesario utilizar dos FPGA's , con la finalidad de ocupar el primero para la codificación del dato, enviarlo posteriormente por el driver emisor del enlace óptico y el segundo para realizar la decodificación del dato, para posteriormente enviar la información por Wi-Fi a la PC, este esquema de funcionamiento se muestra en la figura 4.11.

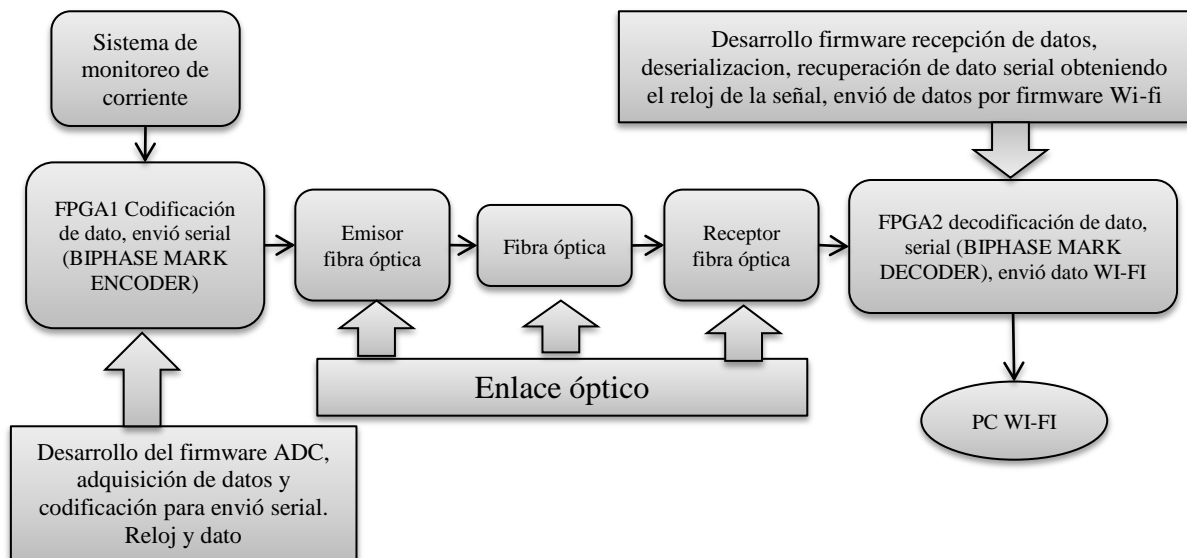


Figura 4.11: Diagrama a bloques firmware para el enlace óptico.

Para la codificación del dato recibido del ADC de 18 bits se realiza a través de la codificación “BIPHASE MARK ENCODER”, lo que consiste en codificar el dato y el reloj en una sola línea serial de salida, como se muestra en la figura 4.12.

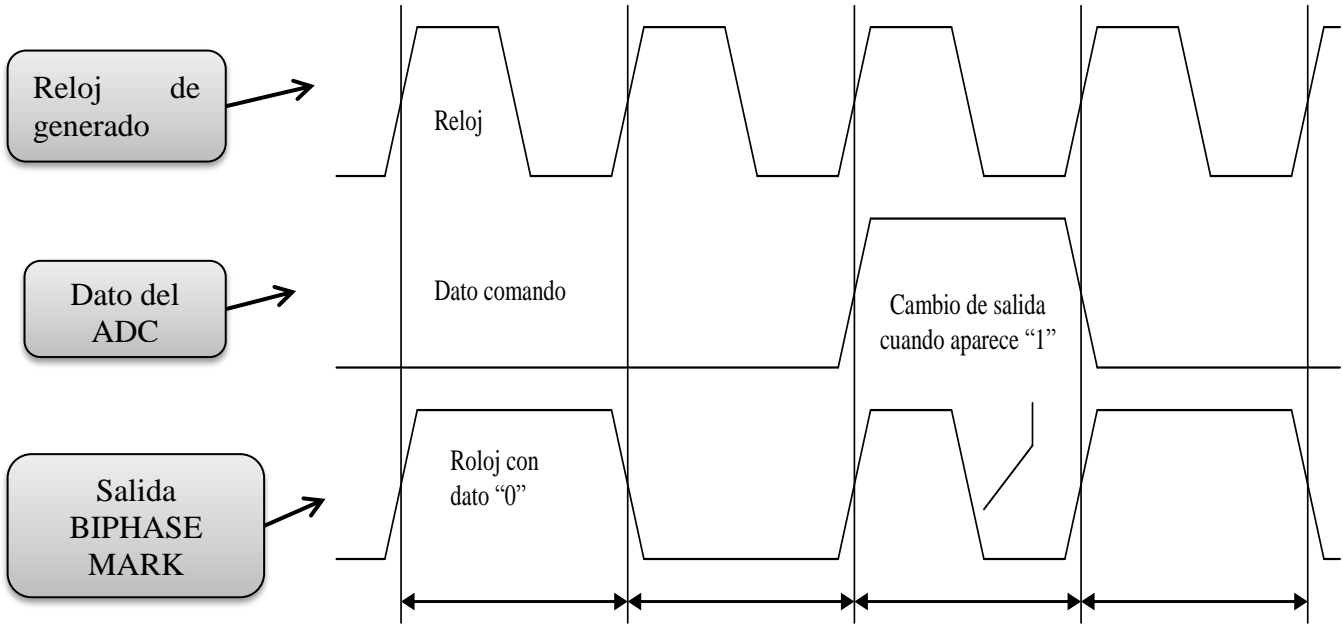


Figura 4.12: Diagrama de tiempos “BIPHASE MARK ENCODER”

Para la codificación del dato en la línea de salida del bloque de codificación se tiene el reloj y el dato enviado sobre la misma línea, el reloj generado por cada periodo completo genera un pulso en bajo o en alto según sea el caso, siempre y cuando el dato en ese momento tenga un “0”, en caso de que el dato tenga un “1” como resultado en la línea de salida cambiara la frecuencia en ese momento a la mitad, esto se explica en el diagrama de flujo de la figura 4.13.

Se programa el diagrama de flujo en QuartusII en código AHDL, se presenta la programación a bloques en la siguiente figura 4.14.

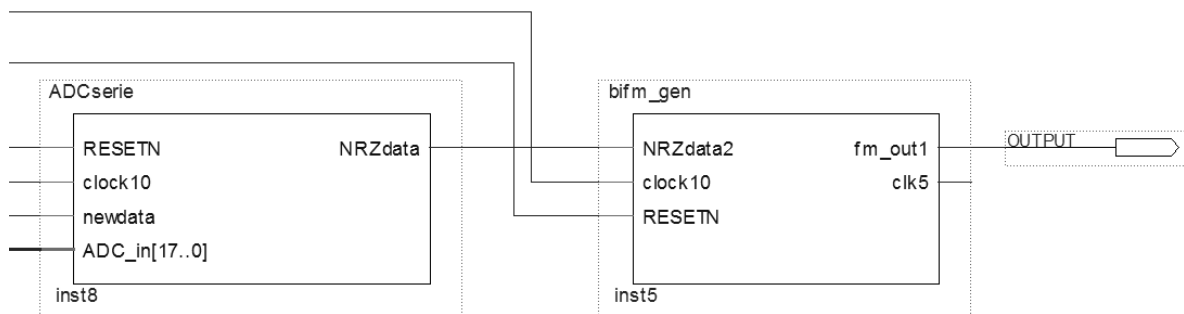


Figura 4.14: Programación en QuartusII envío de datos por codificación BIPHASE MARK ENCODER

En relación a la programación en el primer bloque (inst 8) de serializa el dato adquirido por los módulos del firmware ADC, para después en el bloque (inst 5) codificar esta información y enviarla al driver emisor de la fibra óptica.

4.6 FIRMWARE DECODIFICACION COMUNICACIÓN FIBRA OPTICA

De igual forma se desarrolla el firmware para la decodificación del dato, para lo cual se utilizó un PLL del FPGA con la finalidad de poner en fase el reloj del FPGA generado para la decodificación y el dato recibido, posterior mente se realiza la deserializacion del dato como se muestra en el diagrama a bloques de la figura 4.15.

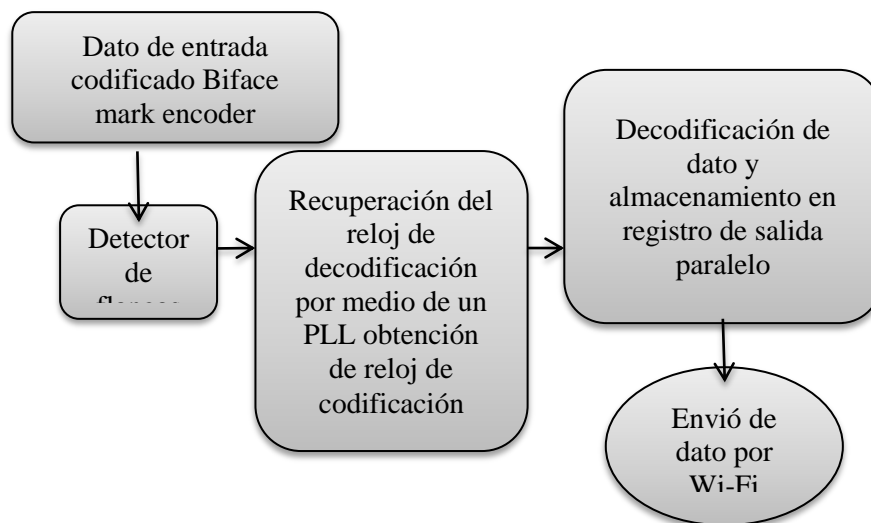


Figura 4.15: Diagrama a bloques decodificación.

Para realizar la decodificación del dato con el reloj obtenido se realiza el código en AHDL, el funcionamiento de este código se encuentra en el diagrama de flujo de la figura 4.16.

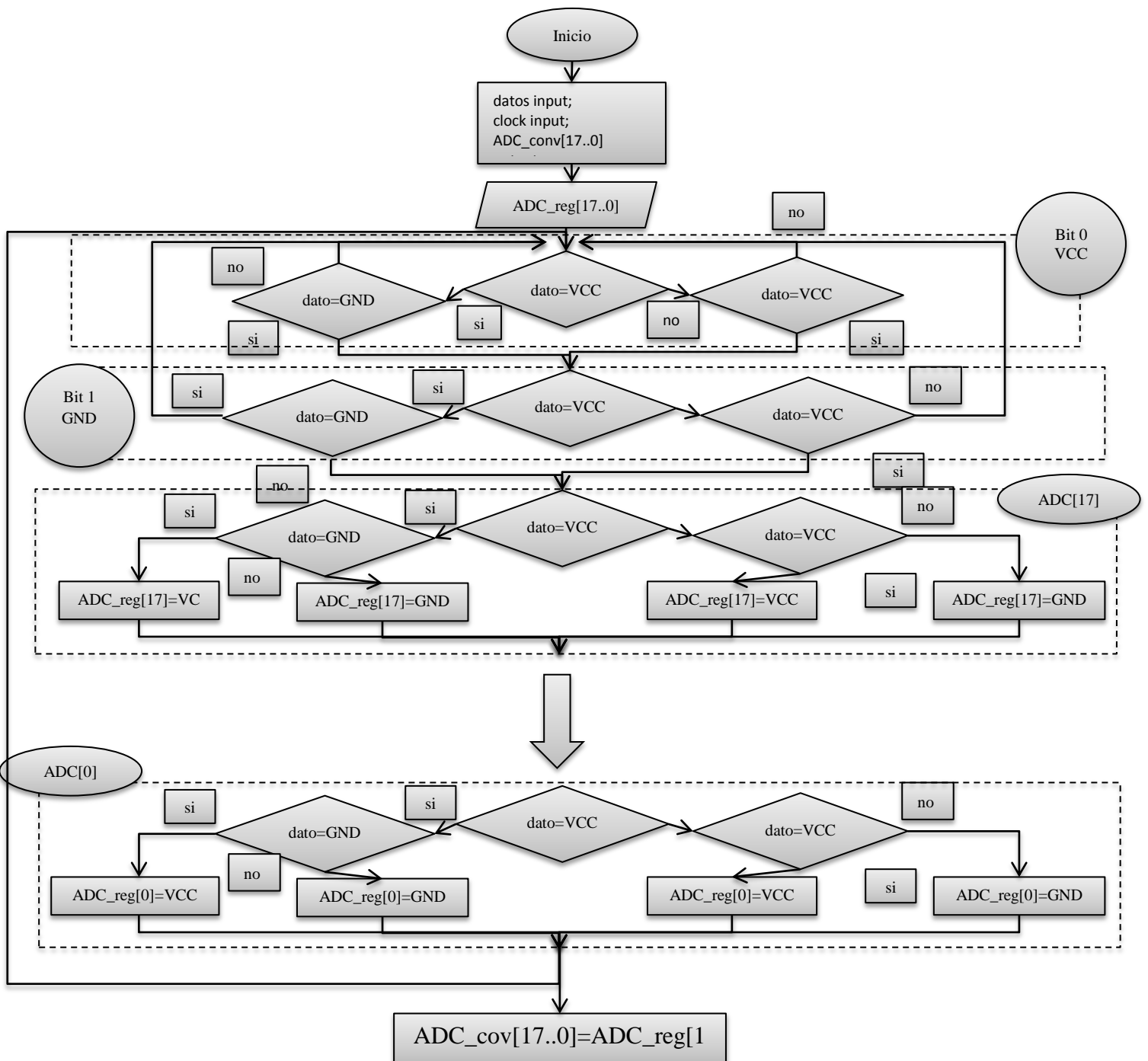


Figura 4.16: Diagrama de flujo deserialización de dato.

Se muestra el programa en el programa Quartus 13.0 para la detección de flancos que se requiere para poder amarrar la fase con un PLL, cabe mencionar que el PLL ya es un módulo que tiene el Cyclon III, con esto se podrá obtener un reloj con el doble de frecuencia en con la misma fase del dato recibido para poder decodificar la información, esta programación se muestra en la figura 4.17.

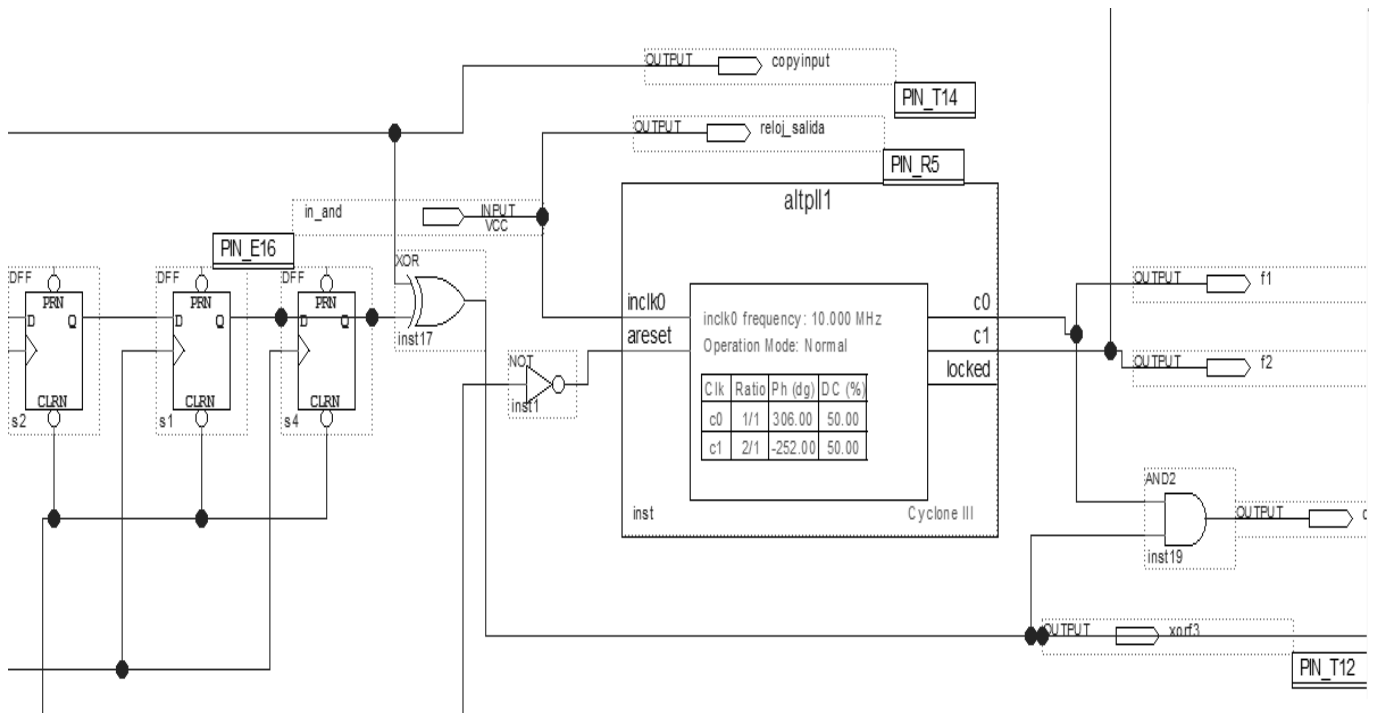


Figura 4.17: Firmware para obtener reloj de decodificación.

El firmware para decodificar los datos se muestra en la figura 4.18, en donde una vez que se tiene en fase el dato enviado con el reloj de decodificación se almacena el dato en un registro para posteriormente enviarlos por el firmware de comunicación Wi Fi.

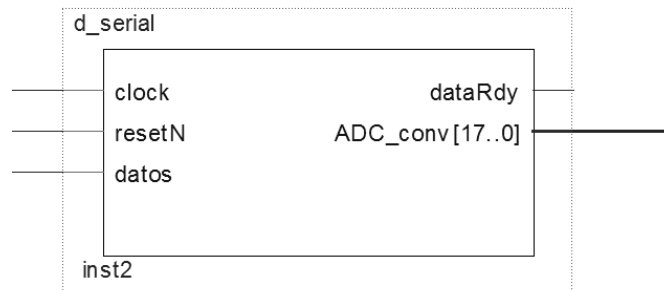


Figura 4.18: Firmware decodificador.

Una vez deserializado el dato y almacenado en el registro de salida, se enviara la información por el firmware Wi-Fi para poder desplegar la información en la PC.

4.7 DISEÑO Y CONFIGURACION DE COMUNICACIÓN EN SOFTWARE.

El desarrollo del software del sistema de monitoreo se realizara en la plataforma de programación LabVIEW 2013 de National Instruments.

En relación al requerimiento se comunica por medio de Wi-fi con el hardware, por lo que se necesita configurar la comunicación del modulo. Para la configuración del wi-fi se ocupó el software recomendado UTF-8 Tera Term Pro. Introduciendo los comandos siguientes.

1. Conectarse al módulo Wi-fi
2. Configuración del módulo vía Telnet

Abrir Tera Term y configurar el modulo con la siguiente información:

```
HOST = 1,2,3,4  
SERVICE = Telnet  
TPC port = 2000
```

Se abrirá una pantalla adicional indicando "HELLO" o "Hi" indicando la estabilidad para la conexión ya en esta pantalla indicar la configuración deseada.

```
Comando="$$$" enter.  
Comando= "set uart baudrate 460800" o "set uart baud 460800" enter.  
Comando= "set comm size 3" más enter (ya que envía 3 bytes).  
Comando= "set comm remote *HI*" mas enter  
Comando="set wlan channel 1" mas enter (1 indica el canal se puede cambiar)  
Comando="save" mas enter.  
Comando="reboot" mas enter. (La ventana se cerrara automáticamente)
```

Una vez realizada la configuración el sistema wi-fi estará comunicado con la PC y así mismo nuestro sistema de adquisición de datos (interface).

Con la comunicación realizada y configurado el sistema wi-fi se enlazara con el software para el despliegue de la información obtenida por la interface, con esto validaremos que la información y valores que ingresamos en la entrada de la interface están llegando a su destino.

El diseño de la tarjeta de 18 bits, está en relación mutua con el diseño e implementación del firmware, se enviaran 3 bytes como se muestra en el diagrama a bloques de la figura 4.20.

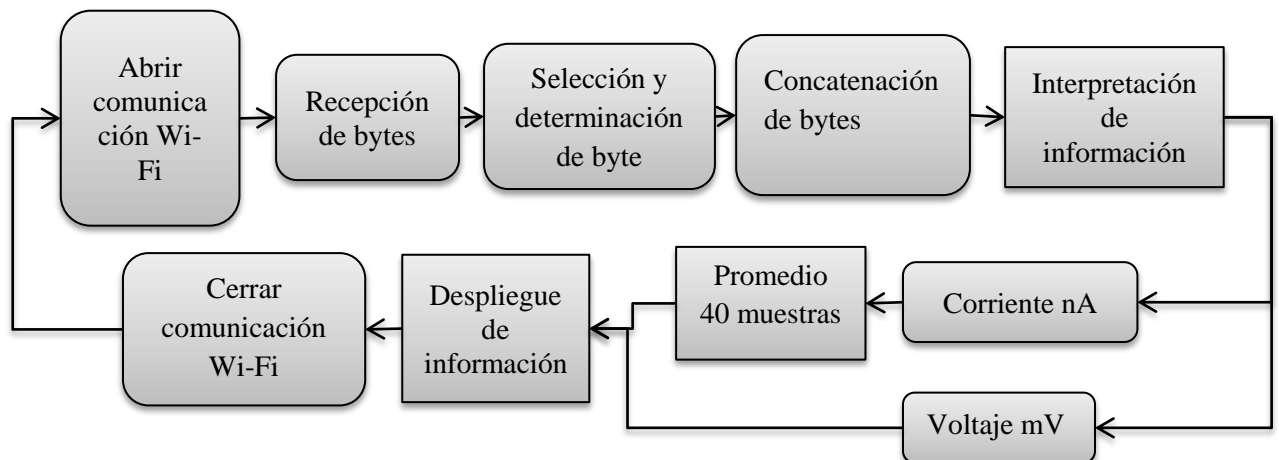


Figura 4.20: Diagrama a bloques software.

4.8 IDENTIFICACION DE BYTES RECIBIDOS

En relación a la forma de envío de la información del firmware, se requiere identificar cada uno de los bytes y decodificarlos con la finalidad de obtener el byte más significativo (MBS3), el segundo byte (MBS2) y el byte menos significativo (LBS), para realizar la decodificación se diseña el siguiente diagrama de flujo de la figura 4.21.

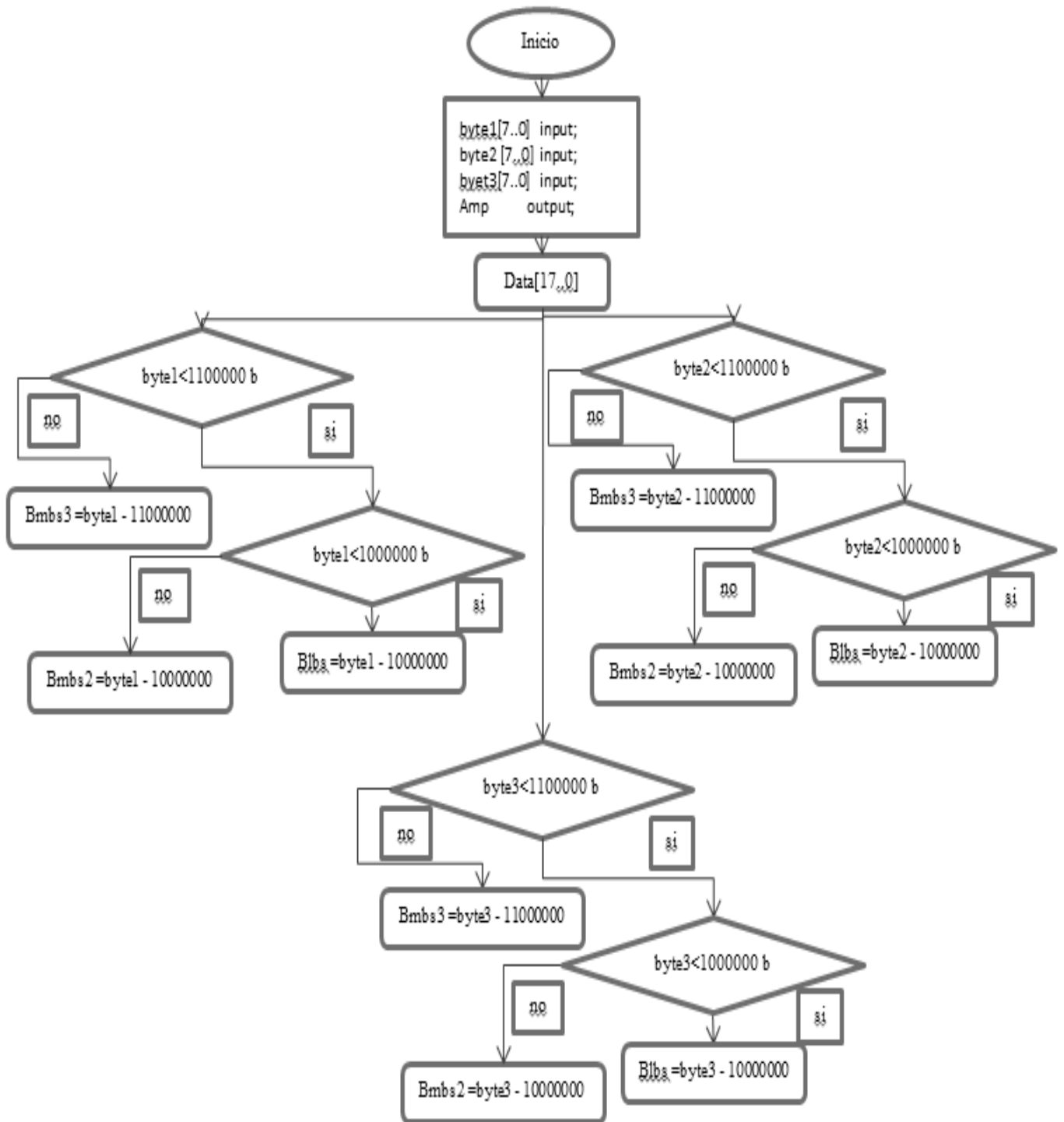


Figura 4.21: Diagrama de flujo decodificación bytes.

Se implementa el diagrama de flujo en la plataforma de programación LabVIEW, como se muestra en la figura 4.22.

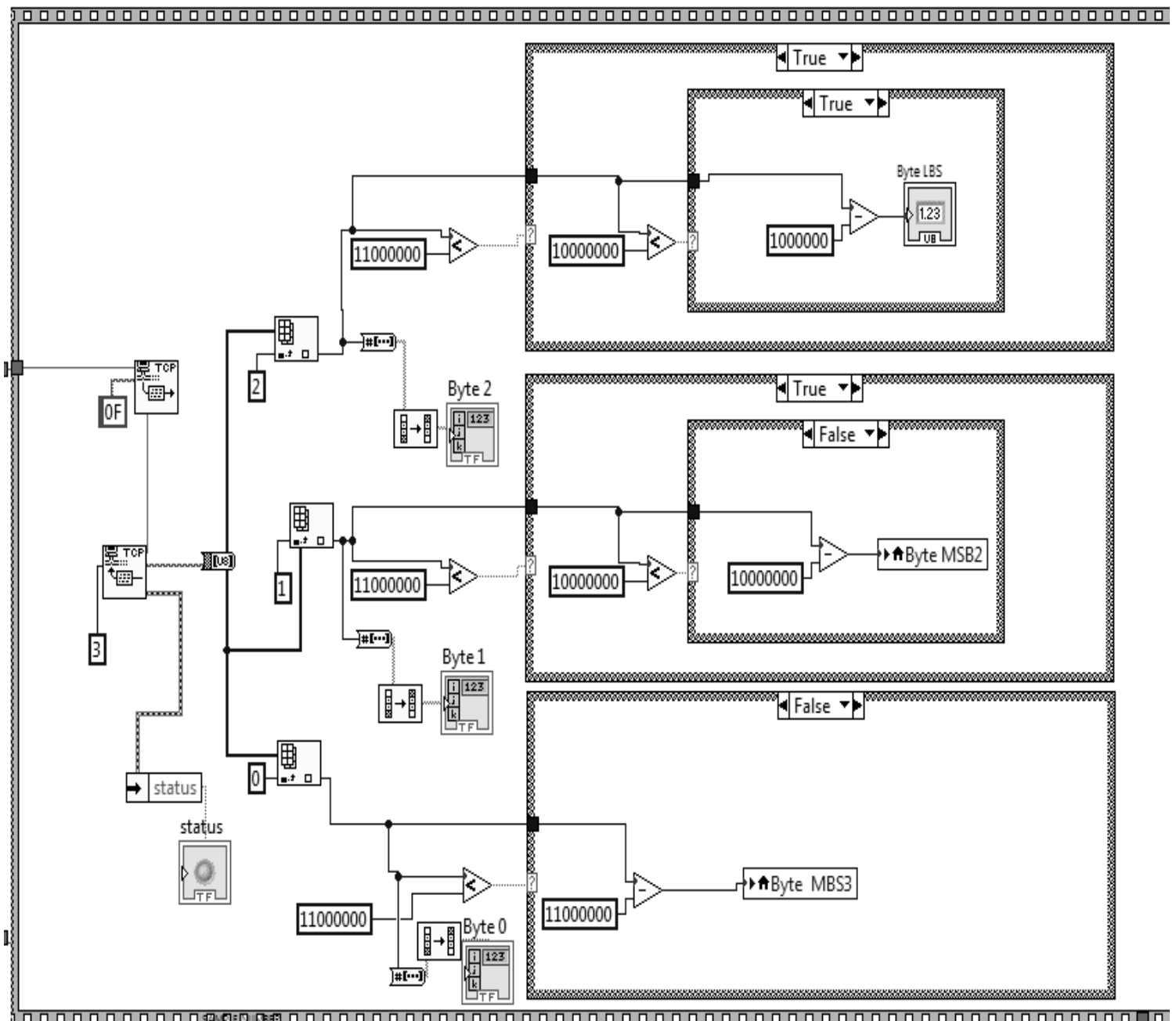


Figura 4.22: Programación LabView recepción de bytes.

El software permite identificar cada uno de los bytes recibidos, en relación a los bits de identificación que se programaron en el firmware.

4.9 CONCATENACION DE BYTES RECIBIDOS

Una vez decodificada la recepción de datos, se concatenan para obtener la palabra de 18 bits del ADC, para lo que se diseña el diagrama de flujo como se muestra en la figura 4.23.

En el diagrama de flujo se considera que se tiene un bit de signo, se revisa cuando se encuentre el bit que es el 18, para poder enviar el valor entero ya sea positivo o negativo.

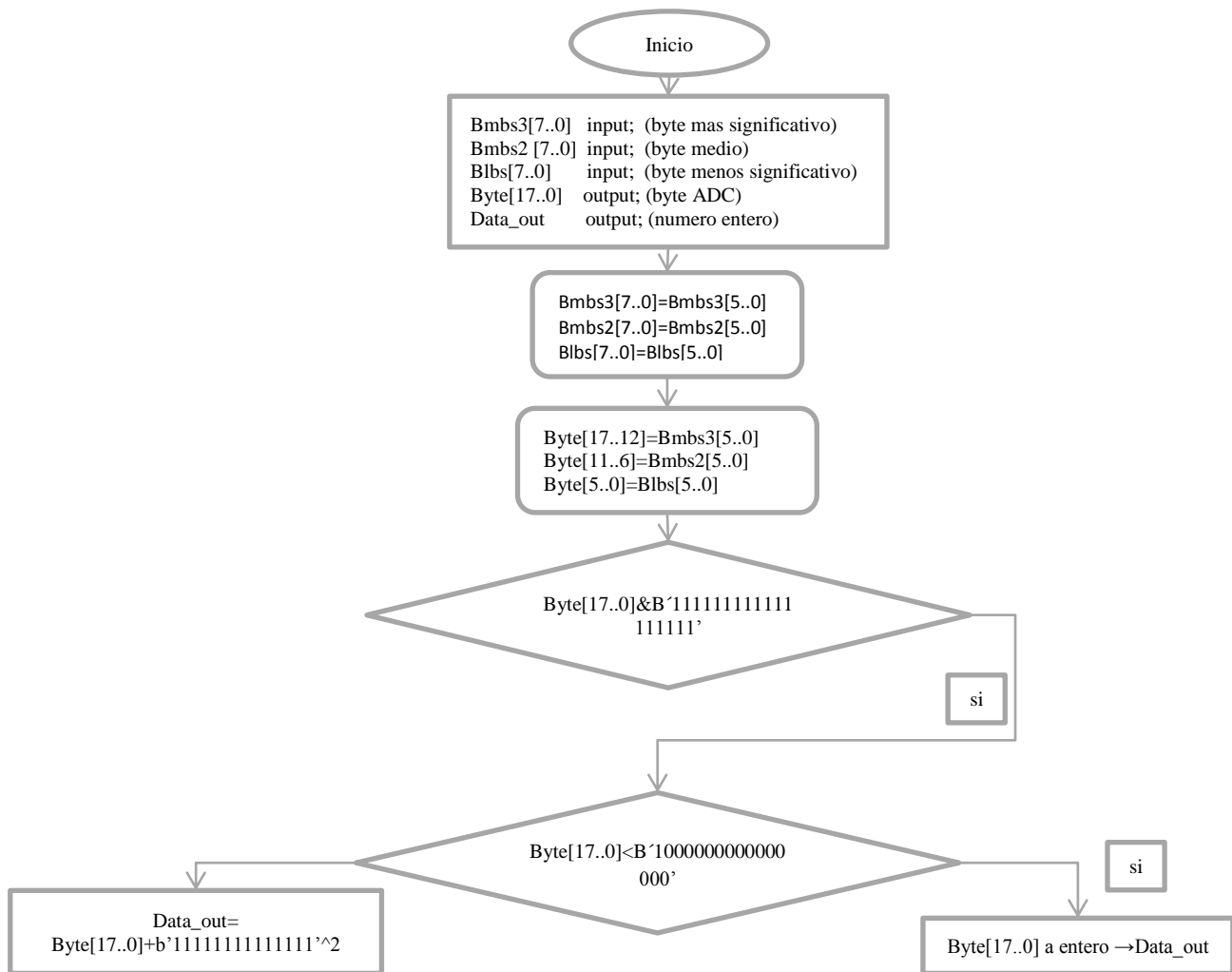


Figura 4.23: Diagrama de flujo obtención dato ADC.

Se programa en base al diagrama de flujo en LabVIEW como se muestra en la figura 4.24.

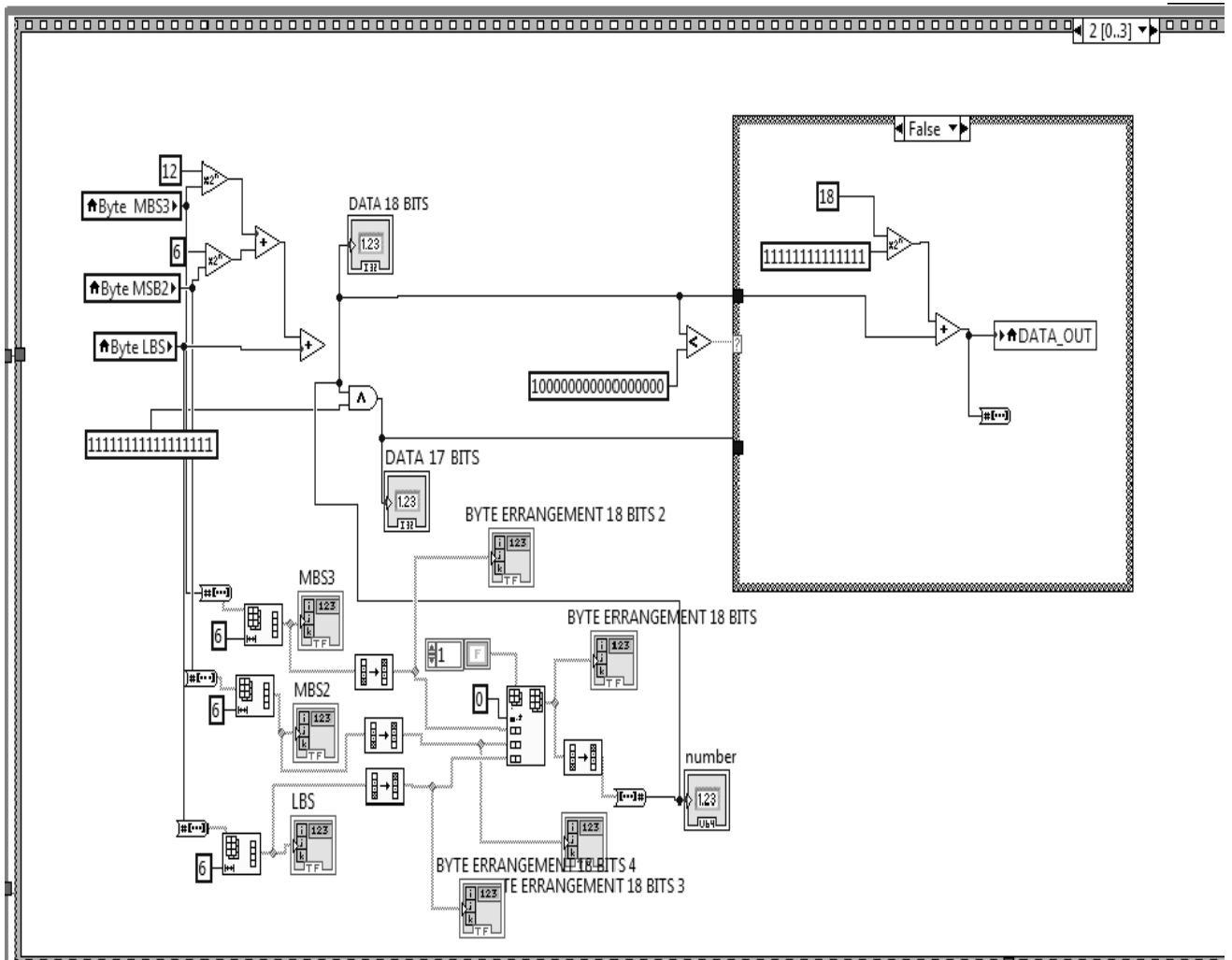


Figura 4.24: Programación LabVIEW generación de byte y dato de salida.

4.10 INTERPRETACION DE DATOS.

Para graficar la información con el dato recuperado, en su parte negativa y en su parte positiva recuperada, se realiza la conversión del dato para interpretar la información en corriente y voltaje, de igual forma se genera un promedio de los datos recibidos de cuarenta muestras para poder visualizar la información.

Tenemos que

$$2^{17} - 1 = 131071$$

Lo que es equivalente a la relación con los bits recibidos del ADC de 17 bits, además la entrada de voltaje tiene la siguiente relación.

$$V_{in} = 1V$$

Donde V_{in} es el voltaje de entrada del circuito, y en relación a las características de la tarjeta se tienen un divisor de voltaje con la relación siguiente

$$V_R = \frac{V_{in}}{3} = \frac{1V}{3} = 333mV$$

Como la entrada del ADC que es V_{OPAM} , es de 10.24V tenemos que

$$V_{OPAM} = V_R * G = 333mV * G = 333mV * 30.4047 = 10.24V$$

Por lo que tenemos que la relación del voltaje con las cuentas del ADC es de

$$\Delta V = \frac{10.24V}{131071} = 78.12 \mu V \text{ por cada cuenta}$$

Entonces el dato es el recibido en el software por la comunicación Wi-fi es:

$$V_{ADC} = \text{dato} * \Delta V = \text{dato} * 78.12\mu V$$

Obtenida la medición del voltaje de entrada en el ADC tenemos que

$$\Delta V_R = \frac{\Delta V}{G} = \frac{78.12 \mu V}{30.4047} = 2.5693\mu V$$

En relación al voltaje ΔV_R se encuentra el voltaje mínimo de entrada medible

$$\Delta V_{in} = \Delta V_R * 3 = 2.5693\mu V * 3 = 7.7080\mu V$$

Con el voltaje de entrada mínimo medible se obtiene la corriente mínima medible, dependiendo del valor de la resistencia de carga (R) que es

$$\Delta I = \frac{\Delta V_{in}}{R} = \frac{7.7080\mu V}{R}$$

Por lo que la ecuación para obtener la corriente medida es

$$I = \text{dato} * \Delta I = \text{dato} * \frac{7.7080\mu V}{R} = \text{Ampere}$$

En relación a las pruebas y caracterización tenemos las siguientes pruebas para medir, con $R=10K\Omega$, $R=1M\Omega$ y $R=10M\Omega$ por lo que los valores medibles son de

$$I = \text{dato} * \frac{7.7080\mu V}{10k\Omega} = \text{dato} * 770.85pA$$

$$I = dato * \frac{7.7080\mu V}{1M\Omega} = dato * 7.7085pA$$

$$I = dato * \frac{7.7080\mu V}{10M\Omega} = dato * 0.77085pA$$

Se realiza un promedio de las señales muestreadas de cuarenta muestras como se muestra el siguiente esquema de la figura 4.25.

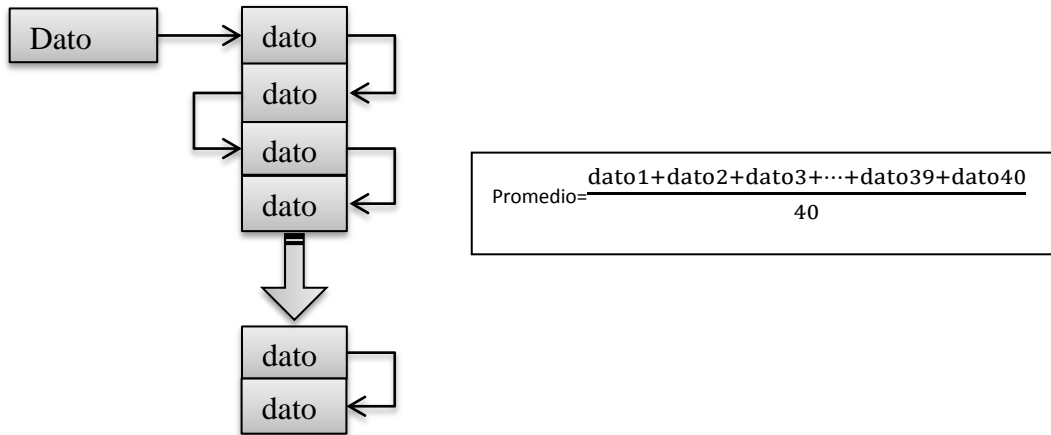


Figura 4.25: Obtención del promedio.

En relación con la obtención del promedio, se tiene que la variación de cada uno de los datos obtenidos se ve reflejada en las 40 muestras siguientes, por lo que el resultado y cálculo es constante con cada una de las muestras obtenidas.

Obtenidas las ecuaciones se programa en LabVIEW como se muestra en la figura 4.26.

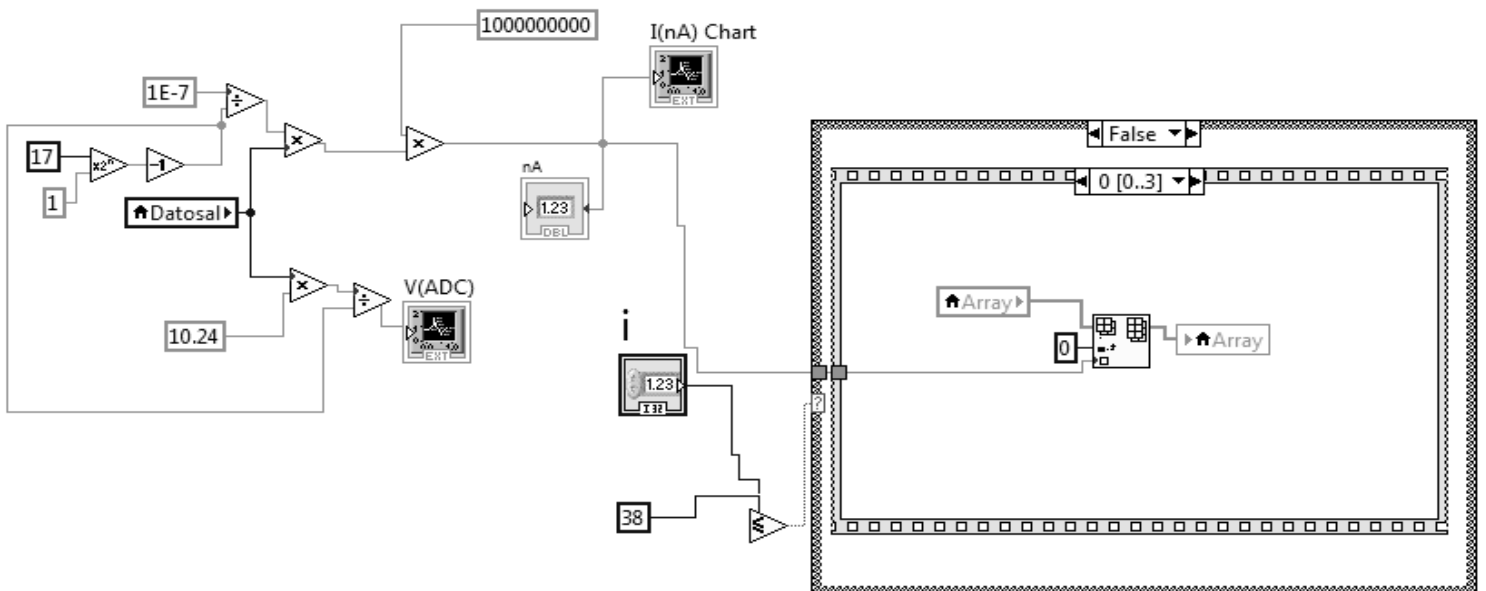


Figura 4.26: Programación en LabVIEW interpretación corriente.

La pantalla de visualización para la monitorización de señales se muestra en la figura 4.27.

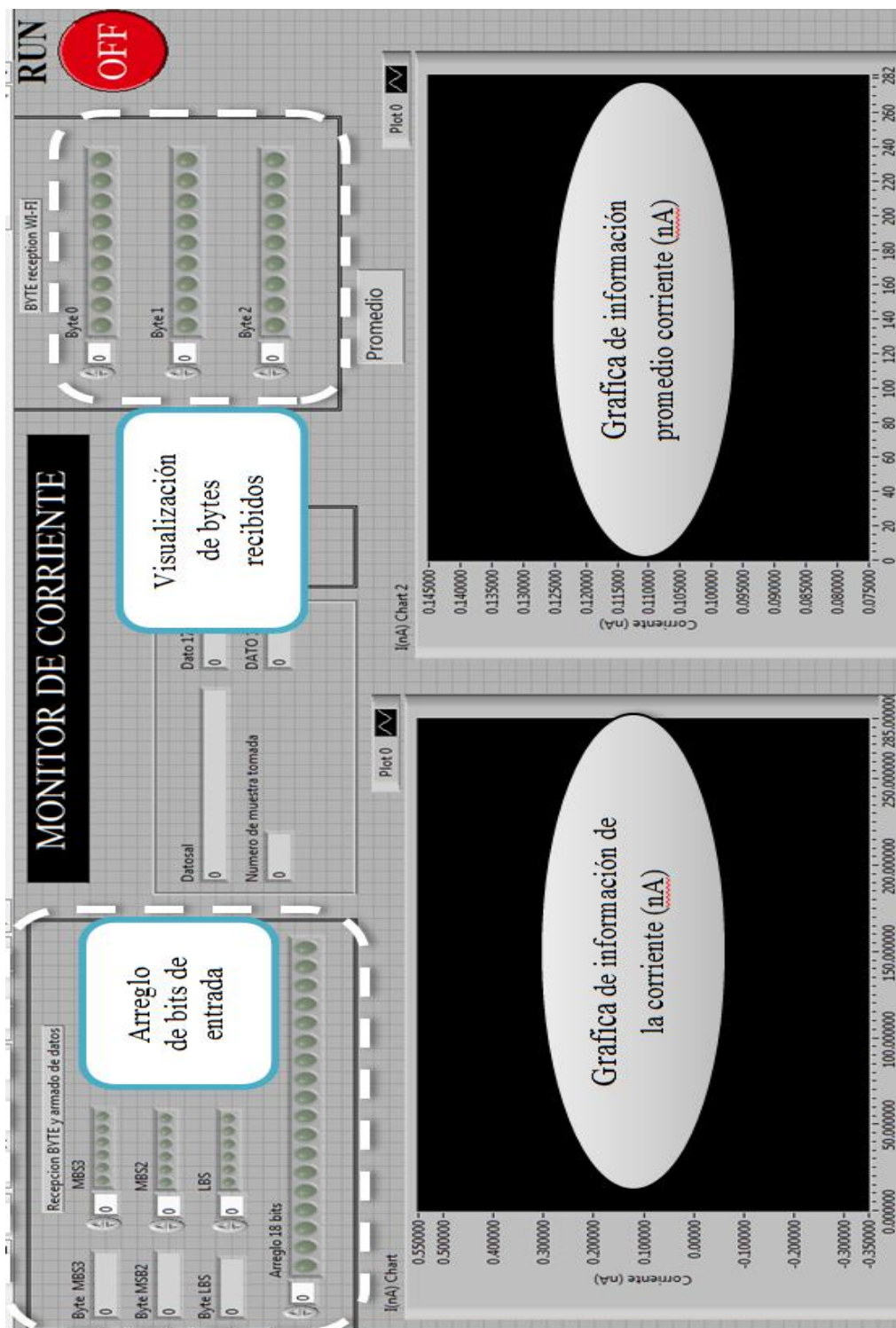


Figura 2.27: Pantalla del monitor de corriente.

En la figura 2.27 se observa que se tiene una pantalla para obtener los datos medidos de la corriente y el promedio de 40 muestras, la escala de medición esta en nano amperes (nA), en la parte superior del programa se puede visualizar el arreglo de bits y bytes para verificar el la recepción de la información obtenida.

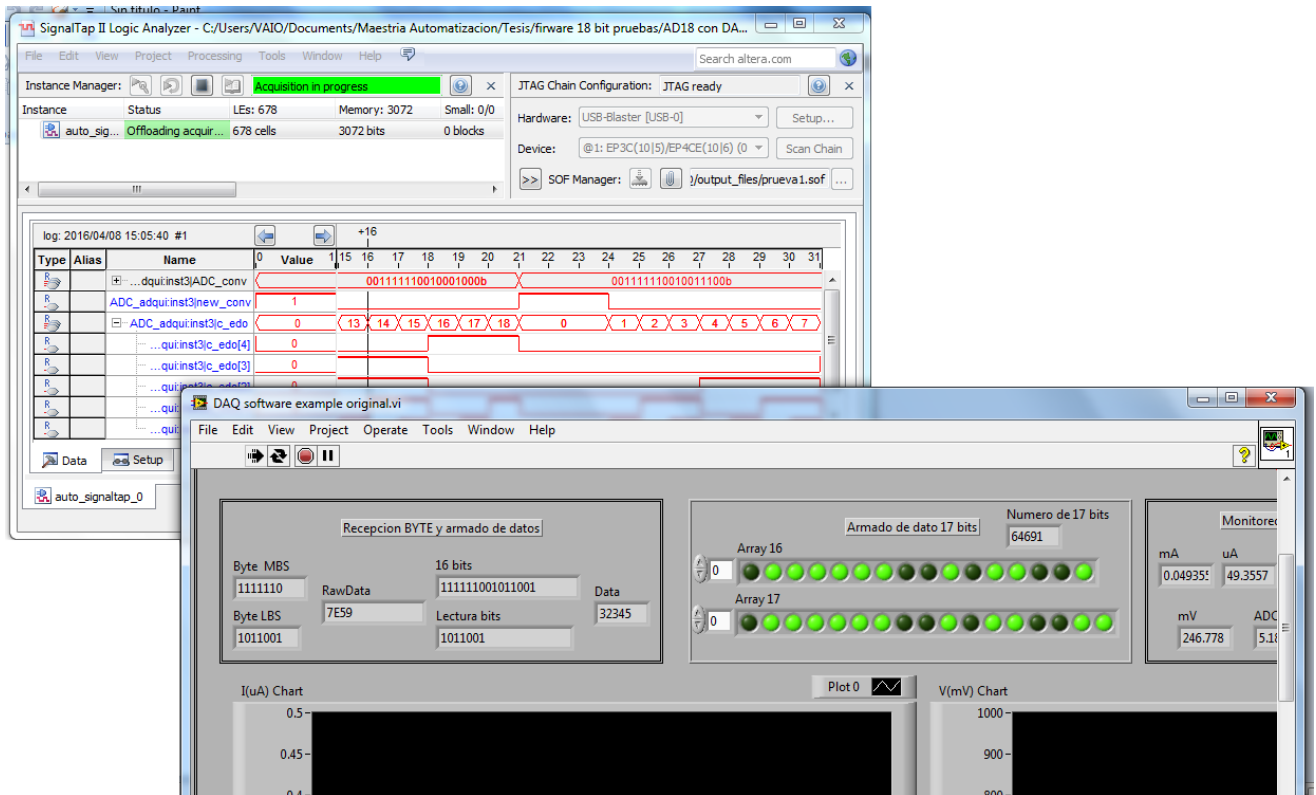


Figura 4.28: Pantallas en operación firmware y software.

4.9 CONCLUSIONES

El diseño del firmware y software del sistema de monitoreo en base a las estrategias de programación, permanece estable durante la transmisión de datos Wi Fi, además que la transmisión serial implementando la codificación BIPHASE MARK ENCODER, permite que por medio de una sola línea de transmisión de datos enviar datos y reloj combinados, lo cual permite obtener más beneficios del hardware diseñado.

La pantalla de usuario al ofrecer una gráfica del comportamiento de consumo de corriente del detector permite hacer más amigable la información adquirida y al mismo tiempo facilita la interpretación de los datos.

CAPITULO V: RESULTADOS EXPERIMENTALES.

Para realizar las pruebas en el detector, se definen las configuraciones de conexión del medidor de corriente con el GEM, además que se requiere caracterizar el monitor de corriente, tanto en su tarjeta de prueba como en la tarjeta final del medidor de corriente.

5.1 CARACTERIZACION MONITOR DE CORRIENTE PROTOTIPO.

Para evaluar el funcionamiento del medidor de corriente, sensibilidad y susceptibilidad la EMI interna y externa, el circuito para caracterizar se muestra en la figura 5.5.

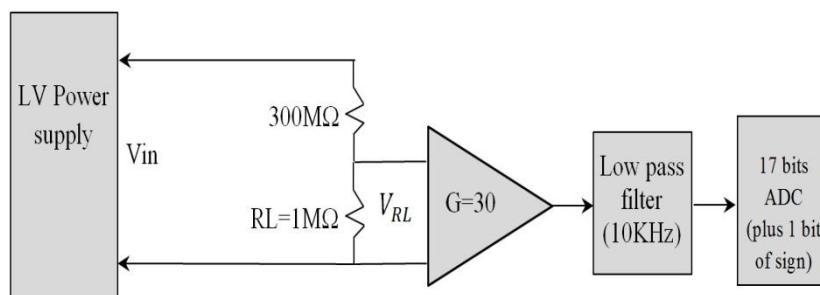


Figura 5.1: Circuito de caracterización del medidor de corriente.

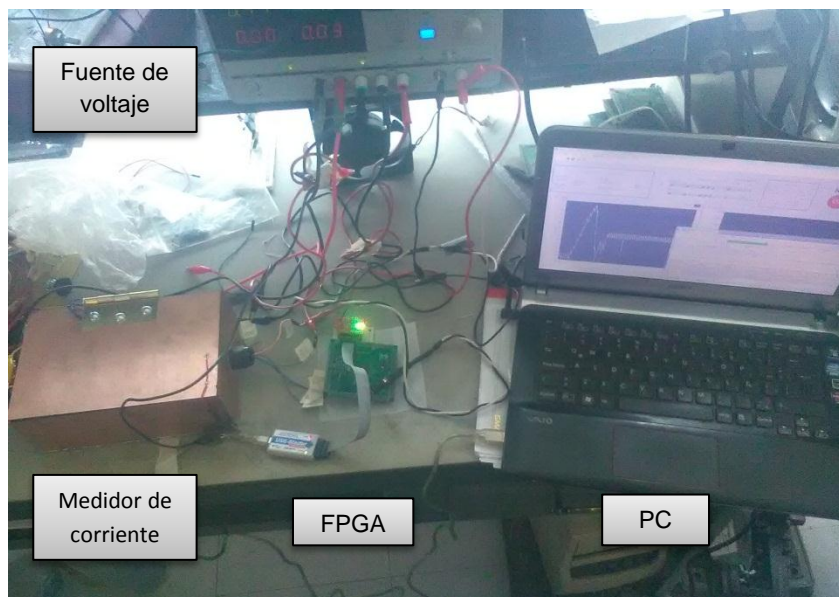


Figura 5.2 Arreglo experimental laboratorio caracterización tarjeta prototipo.

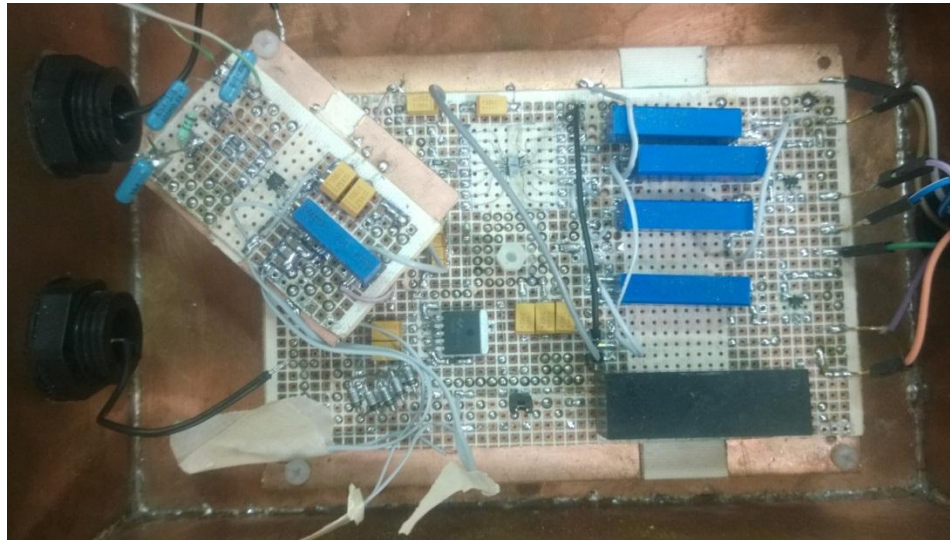


Figura 5.3; Medidor de corriente prototipo.

En la figura 5.2 se muestra el arreglo experimental para realizar la caracterización del monitor de corriente, el cual se realizó en el laboratorio de la FCE, para la caracterización se utiliza una fuente de voltaje para emular la entrada al sistema. En la figura 5.3 se muestra el medidor de corriente dentro de la jaula de Faraday fabricada.

Se realizaron las pruebas con este circuito para caracterizar el buen funcionamiento del sistema, en la figura 5.4 se muestran la tabla de los resultados de la caracterización.

Vin (fuente)	I(nA)
0	
0.01	0.11
0.02	0.16
0.04	0.28
0.05	0.33
0.06	0.36
0.07	0.4
0.09	0.465

Vin (fuente)	I(nA)
0.1	0.505
0.5	1.795
1	3.45
2.51	9.35
5	17.4
7.5	25.5
10	33.55
12.5	41.45

Vin (fuente)	I(nA)
15	49.6
17.5	57.65
20	65.7
22.5	73.75
25	81.75
27.5	89.85
29	94.7

Figura 5.4: Tabla de resultados caracterización.

En la figura 5.5, y figura 5.6 se muestra la gráfica de los datos obtenidos, en donde se observa que tiene un comportamiento lineal la tarjeta.

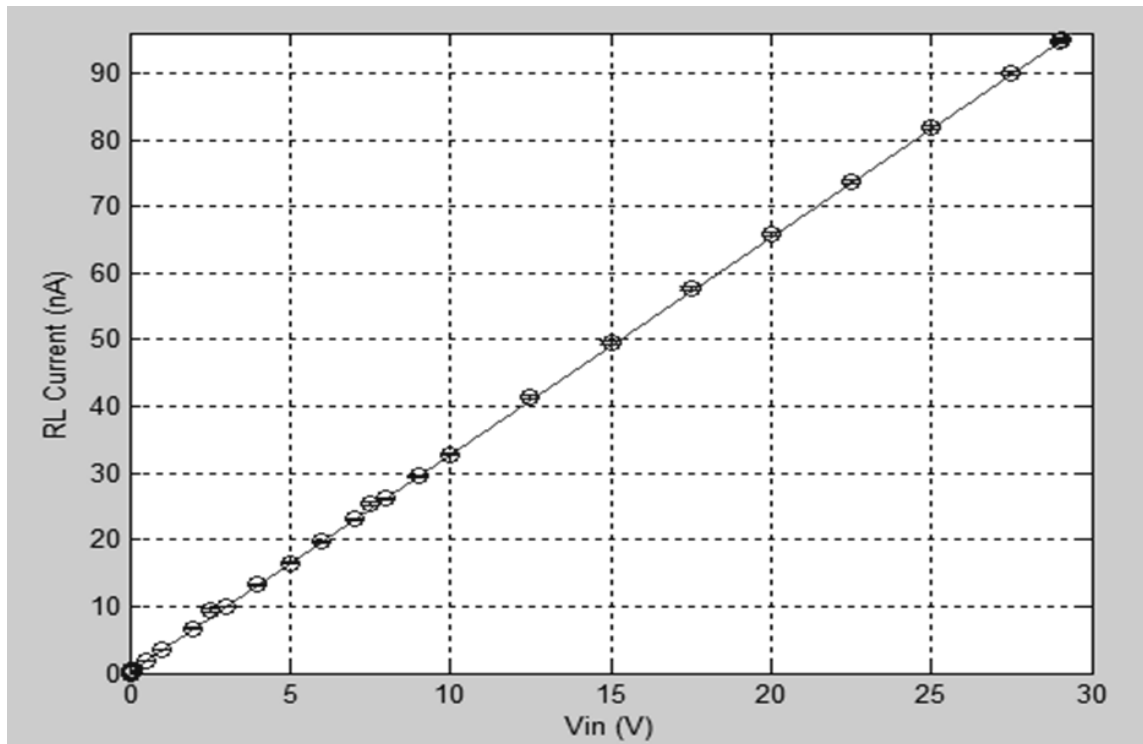
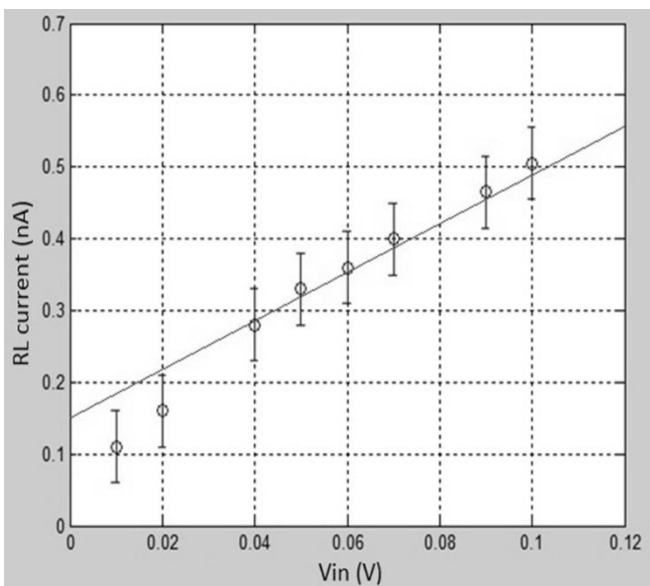
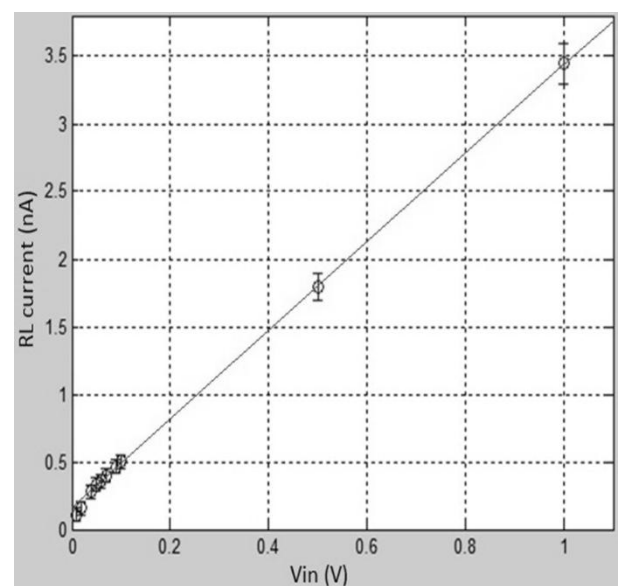


Figura 5.5: Grafica de datos obtenida del circuito de caracterización.



(a)



(b)

Figura 5.6: Grafica de datos obtenida del circuito de caracterización a) Medición bajos voltajes, b) Medición hasta 1v.

En base al resultado del sistema y correcto funcionamiento, se observa que tiene un comportamiento lineal en relación al voltaje de entrada, el ruido medido en estas mediciones está en ± 160 pA

5.2 PRUEBAS DEL MONITOR DE CORRIENTE PROTOTIPO CONECTADA AL GEM.

El circuito implementado para las pruebas del medidor de corriente se muestra en la figura 5.7.

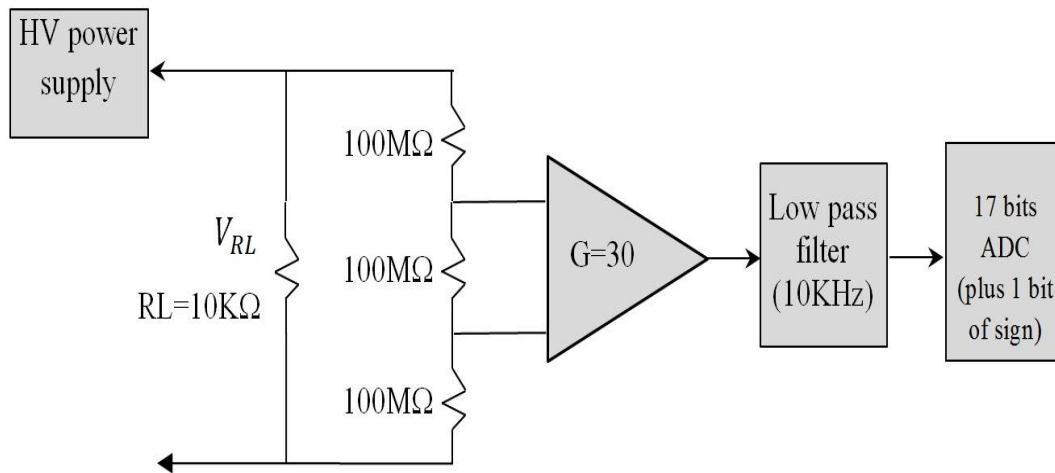


Figura 5.7: Circuito para realizar las pruebas del medidor de corriente

Las pruebas se realizan en el detector GEM del ICN, en la figura 5.8 se muestra el arreglo experimental montado para realizar las pruebas, y en la figura 5,9 se muestra el medidor de corriente con el FPGA conectados.

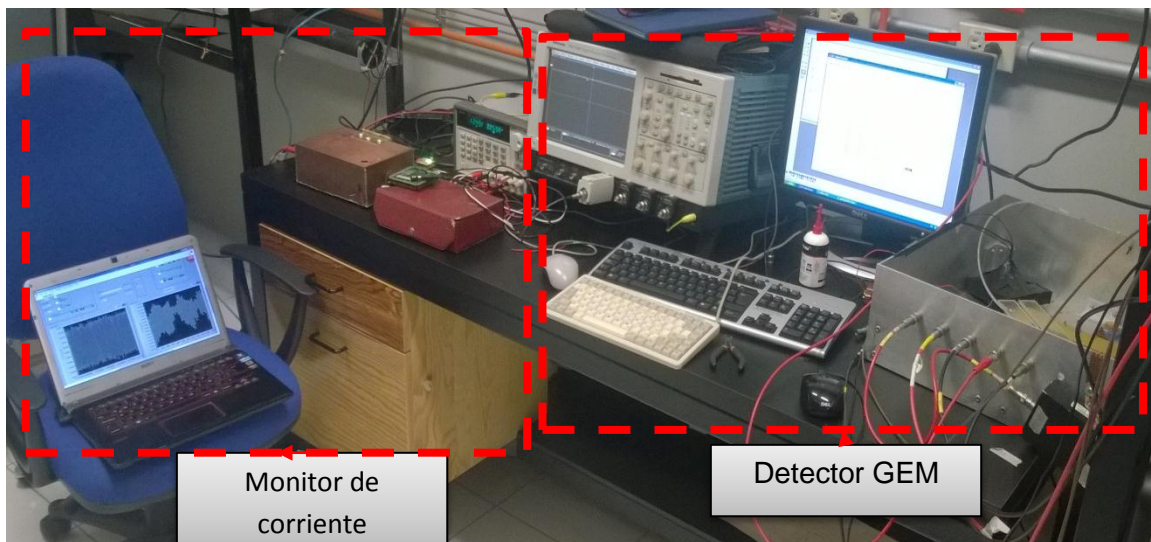


Figura 5.8: Arreglo experimental para pruebas en el ICN

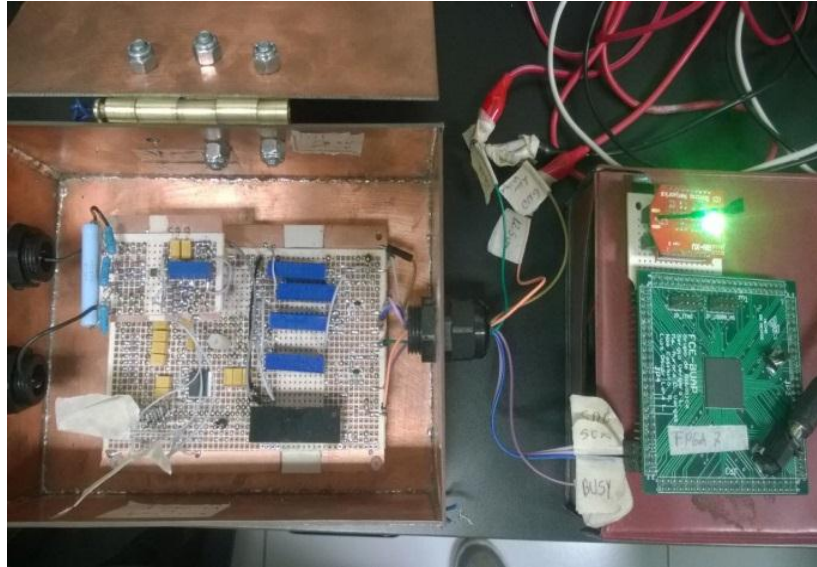


Figura 5.9: Conexión del medidor de corriente y el FPGA.

En la figura 5.10 se muestra al detector GEM, en la operación del detector GEM del ICN, colocan un filtro RC en la conexión de la fuente de alimentación y los planos de cada GEM.

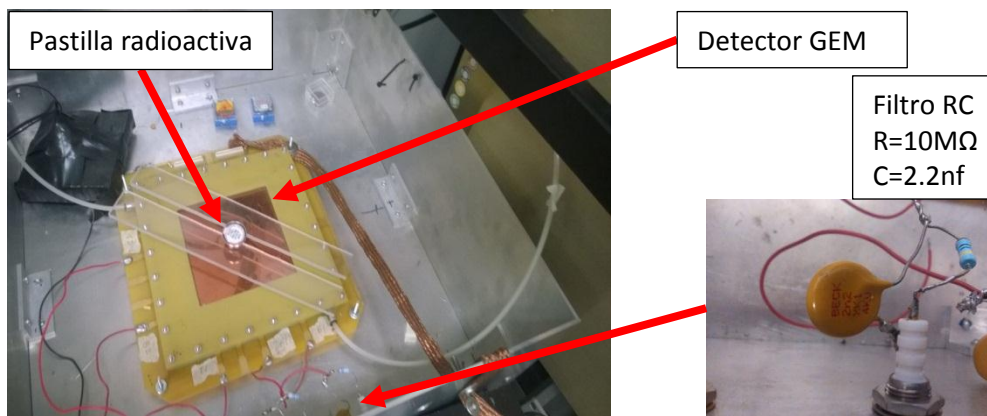
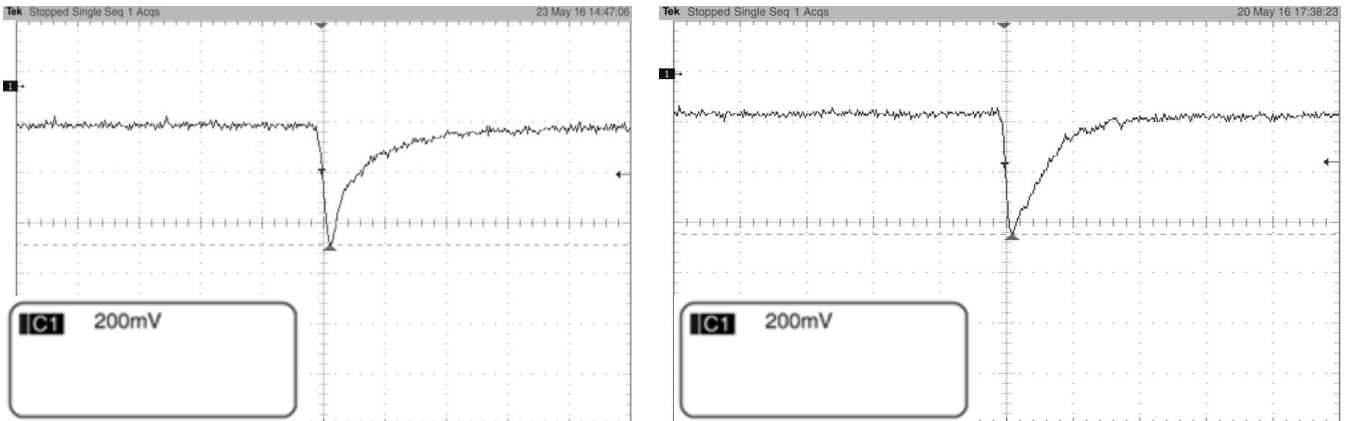


Figura 5.10: GEM del ICN

Para instrumentar y verificar que el sistema de monitoreo de corriente funciona correctamente con el detector, se verifica que el GEM funcione normalmente, posteriormente verificar el comportamiento del detector con el sistema conectado. En la figura 5.11 se observa el comportamiento del GEM con el filtro RC y sin el filtro RC.



(a) (b)

Figura 5.11: Respuesta del GEM a) con RC b) sin RC sin monitor de corriente

Se observa la respuesta del GEM cuando se coloca la pastilla radiactiva ($Fe55$), este es el modo de operación normal del GEM, es percibirle la señal no presenta un ruido o señal montada. En la figura 5.12 se observa el diagrama de conexión del medidor de corriente al detector GEM en el plano DRIFT con RC y en la figura 5.13 el diagrama de conexión sin RC.

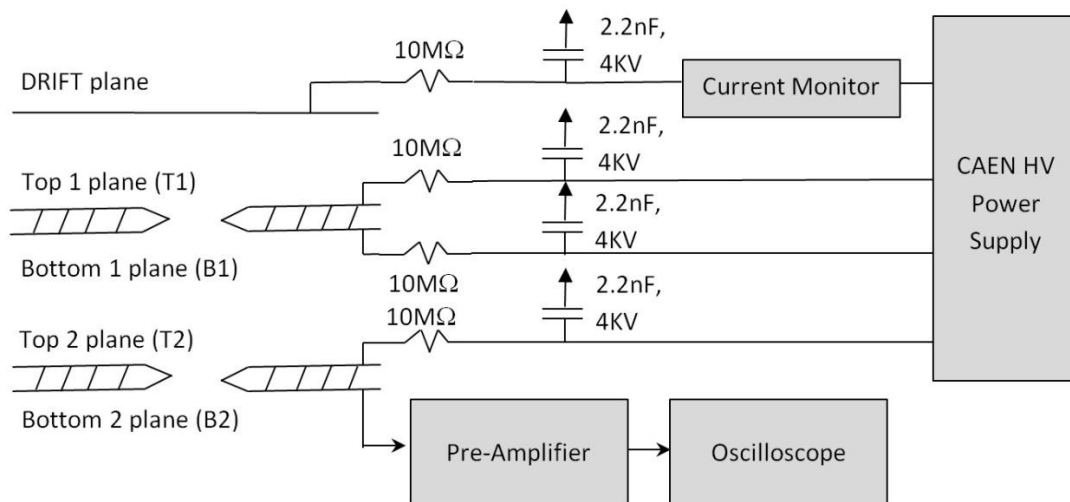


Figura 5.12: Diagrama de conexión medidor de corriente prototipo con el DRIFT GEM con RC.

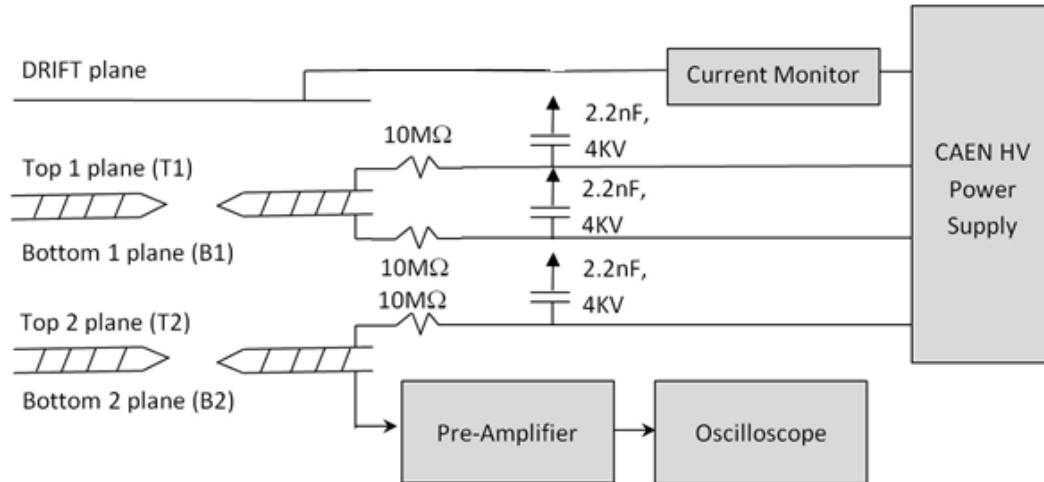
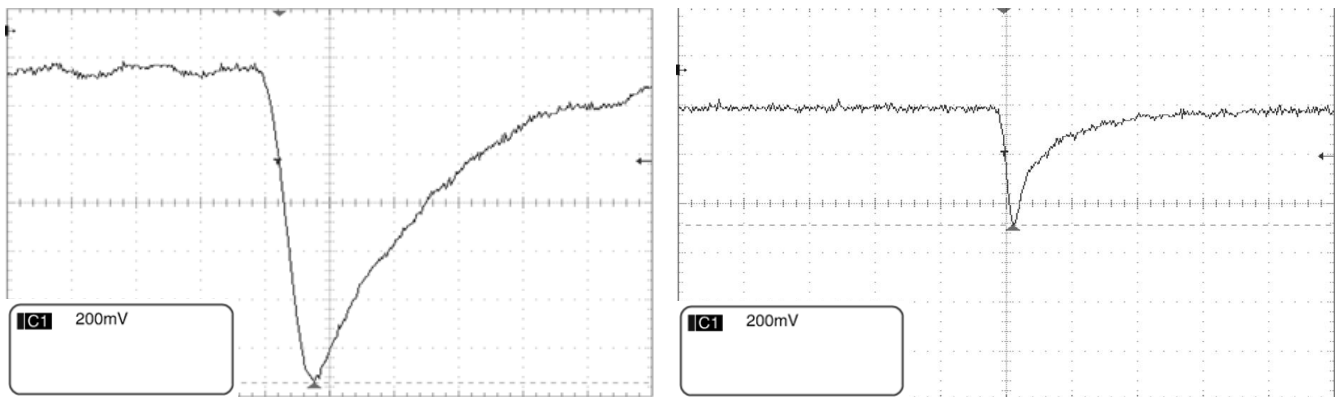


Figura 5.13: Diagrama de conexión medidor de corriente prototipo con el DRIFT GEM con RC.

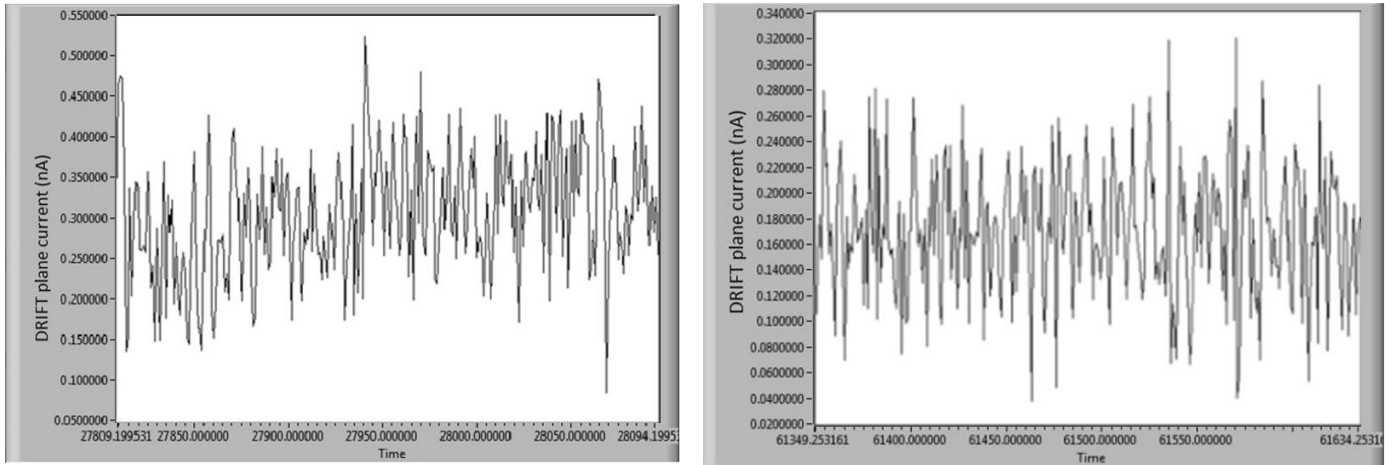
En base a la conexión del medidor de corriente en el plano del DRIFT del GEM se muestra la respuesta del GEM. Se observa en la figura 5.14 que la respuesta del GEM no está modificada por la conexión del medidor de corriente.



(a) (b)
Figura 5.14: Respuesta del GEM plano DRIFT conectado el medidor de corriente a) con RC, b) sin RC

Es posible observar que la respuesta del GEM no cambia, lo cual corrobora el buen funcionamiento del medidor de corriente, además en relación a la prueba, el plano del DRIFT es el plano por polarización del detector es el que maneja el voltaje más alto, por lo tanto el medidor de corriente funciona correctamente con el detector y el alto voltaje.

En la figura 5.15 se muestra la respuesta del medidor de corriente con el filtro RC en la figura (a) y por otra parte en la figura (b) son filtro RC. Por lo que es posible monitorear el consumo de corriente del plano DRIFT.



(a)

(b)

Figura 5.15: Respuesta del monitor de corriente a) con filtro RC, b) sin filtro RC.

Durante el proceso de la prueba se colocó y retiro en varias ocasiones la pastilla radiactiva, el comportamiento del GEM permanece estable en relación a lo esperado y a su operación normal.

Al realizar los cambios del voltaje para poner en funcionamiento el detector, se observa que el monitor de corriente registra un cambio en la medición de la corriente cada vez que se incrementa el voltaje, como se muestra en la figura 5.16.

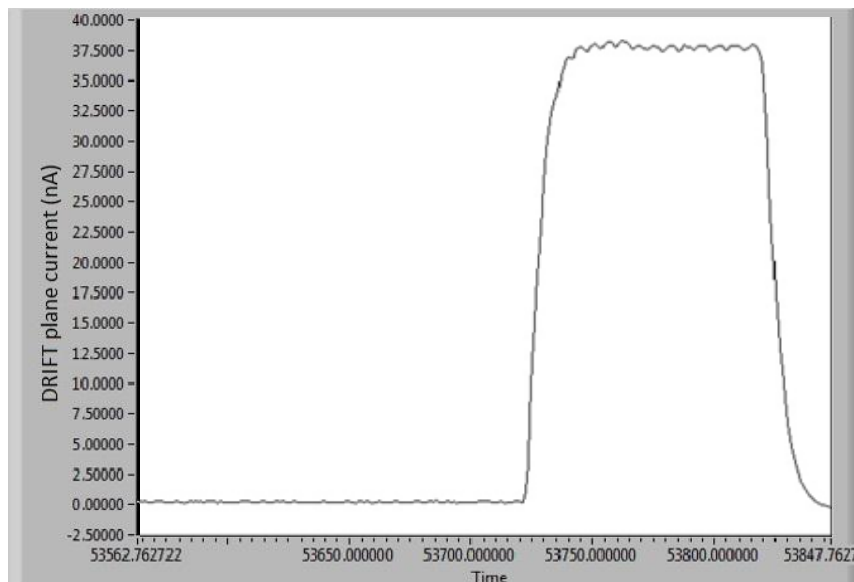


Figura 5.16: Registro de cambio de voltaje aplicado al GEM.

En la figura 5.16 se observa específicamente el momento en que se cambia el voltaje en el DRIFT de 1640V a 1680V. Esto indica que al incrementar el voltaje en el plano, en ese momento el detector incrementa su consumo de corriente por un breve instante.

En la figura 5.17 se observa el diagrama de conexión del medidor de corriente al detector GEM en el plano TOP1 con RC y en la figura 5.18 el diagrama de conexión sin RC.

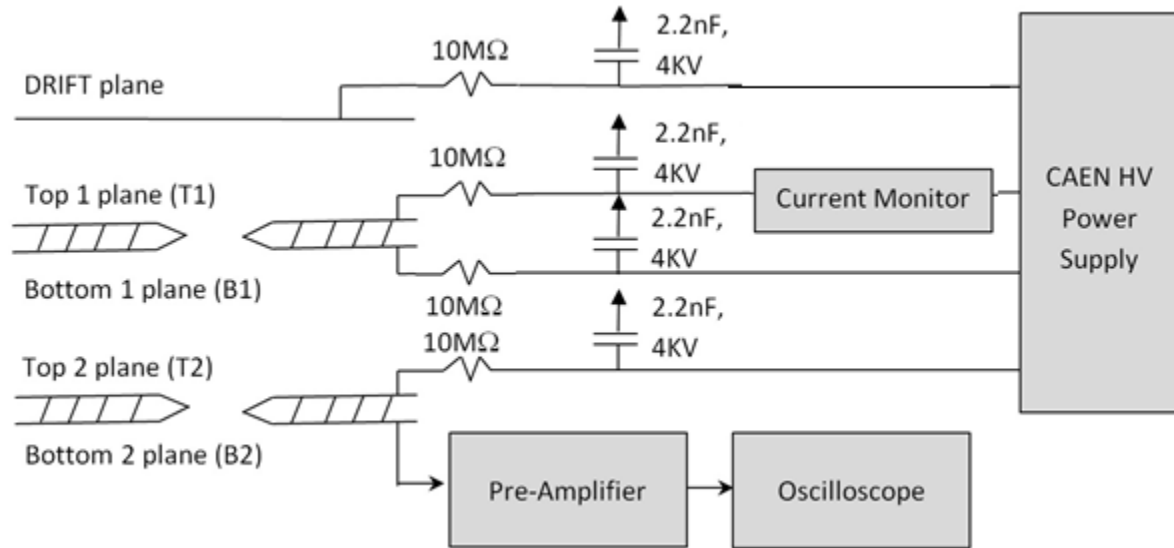


Figura 5.17: Diagrama de conexión medidor de corriente prototipo con el TOP1 GEM con RC.

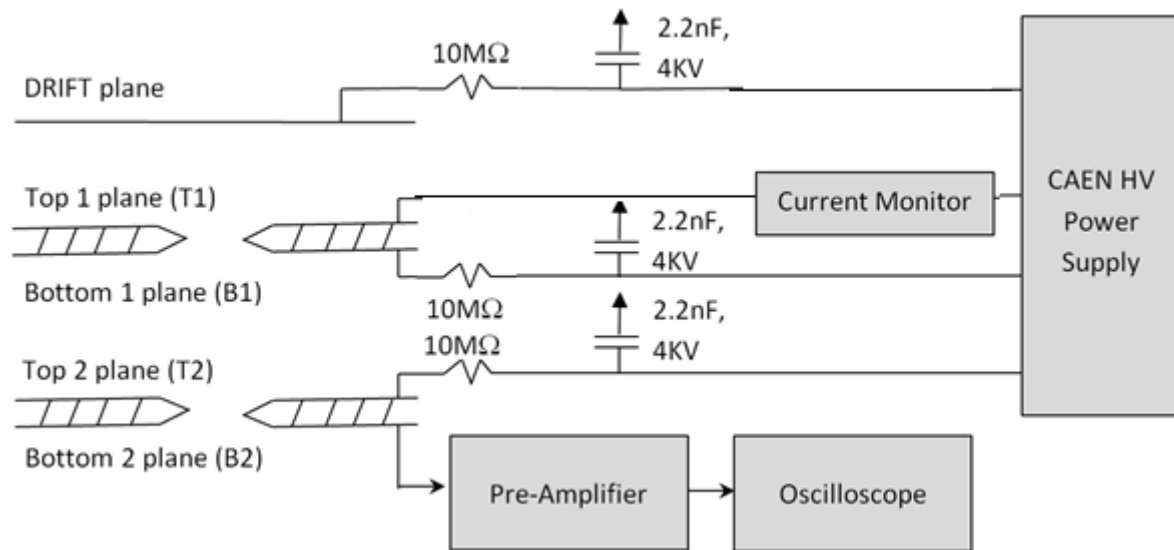
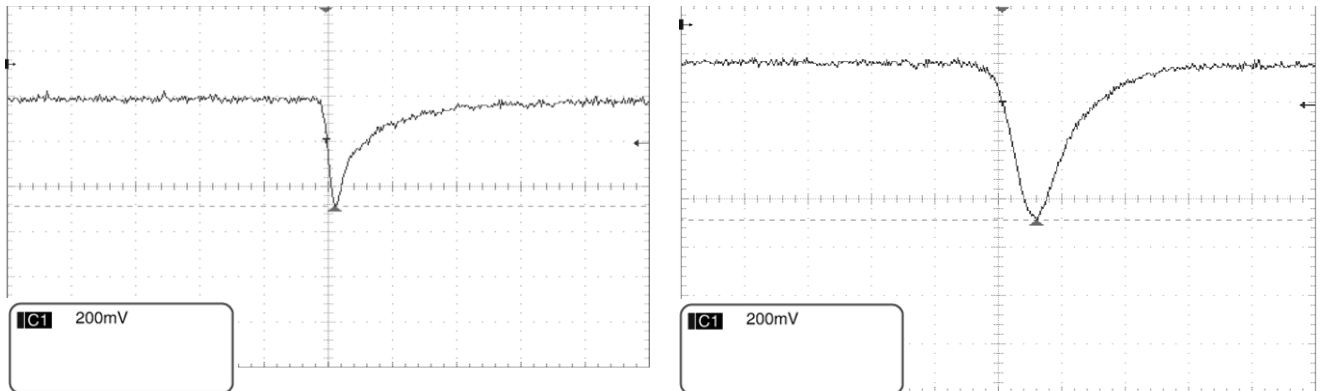


Figura 5.18: Diagrama de conexión medidor de corriente prototipo con el TOP1 GEM con RC.

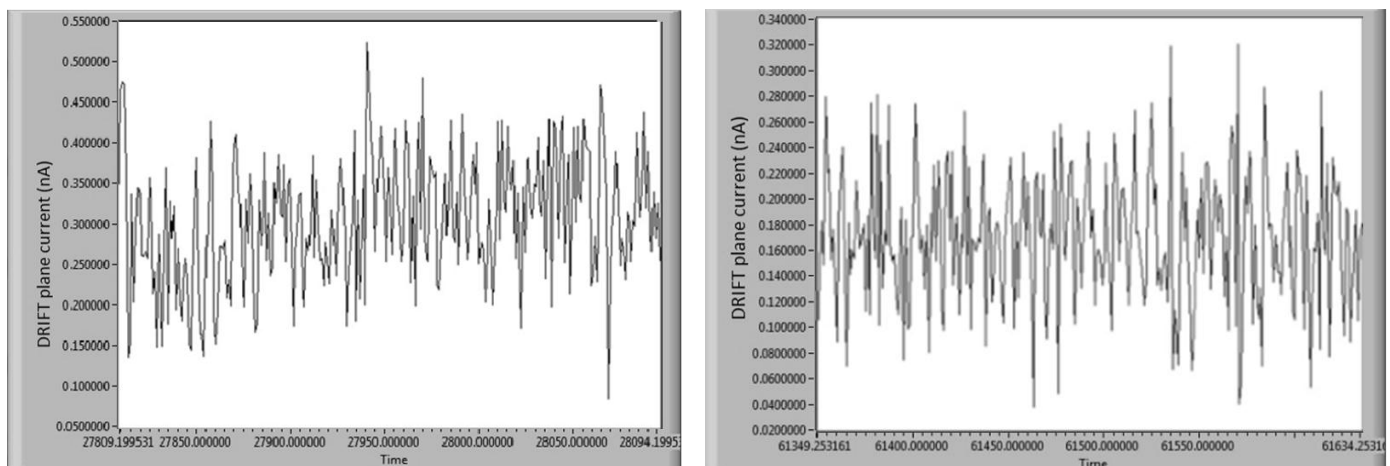


(a)

(b)

Figura 5.19: Respuesta del GEM plano TOP1 conectado el medidor de corriente a) con RC, b) sin RC

En la figura 5.19 se observa que en ambos casos cuando el detector GEM tiene el filtro RC y cuando no lo tiene, con el medidor de corriente conectado, el detector presenta un comportamiento normal.



(a)

(b)

Figura 5.20: Respuesta del monitor de corriente conectado TOP1 a) con filtro RC, b) sin filtro RC.

El comportamiento del sistema de monitoreo no presenta un comportamiento diferente a lo esperado, ya que es posible medir el consumo de corriente del plano TOP1. De igual forma se coloca y retira la pastilla radiactiva pero no presenta cambio alguno medible ni observable en el monitor. La respuesta del monitor de corriente se muestra en la figura 5.20.

En la figura 5.21 se observa el diagrama de conexión del medidor de corriente al detector GEM en el plano BOTTOM1 con RC y en la figura 5.22 el diagrama de conexión sin RC.

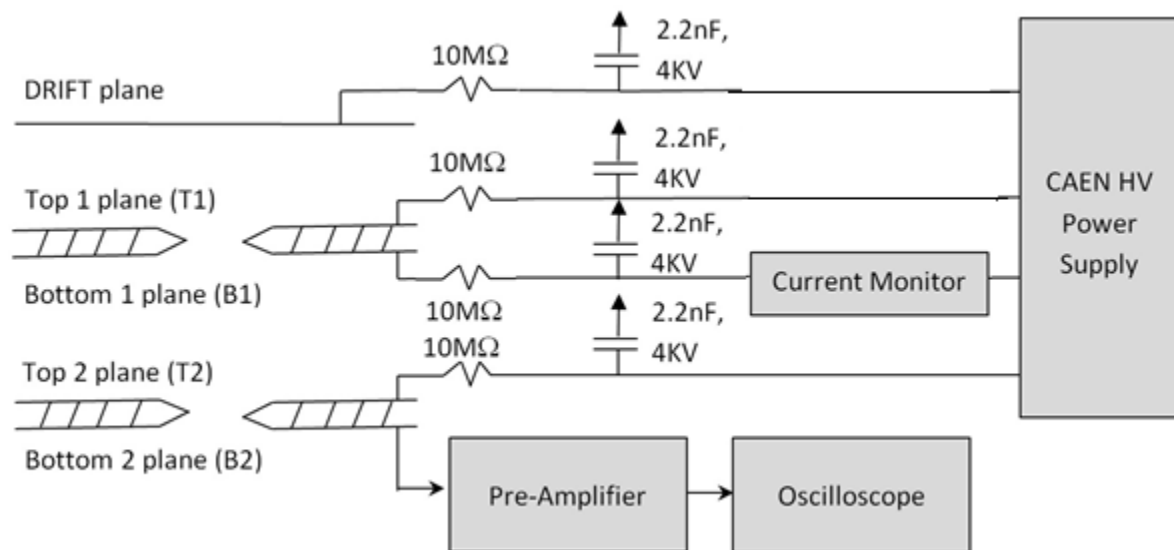


Figura 5.21: Diagrama de conexión medidor de corriente prototipo con el BOTTOM1 GEM con RC.

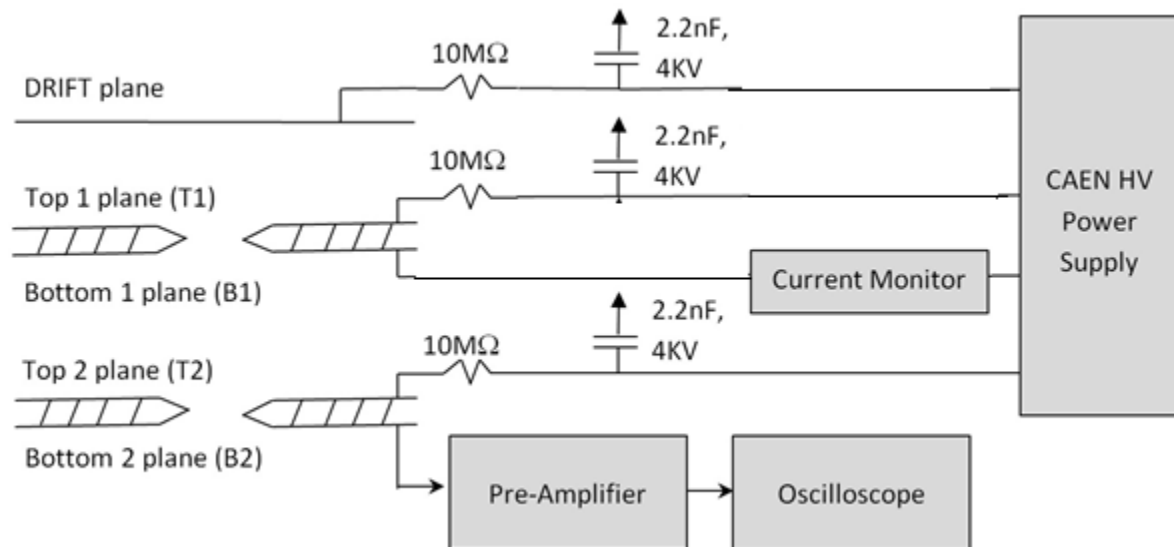
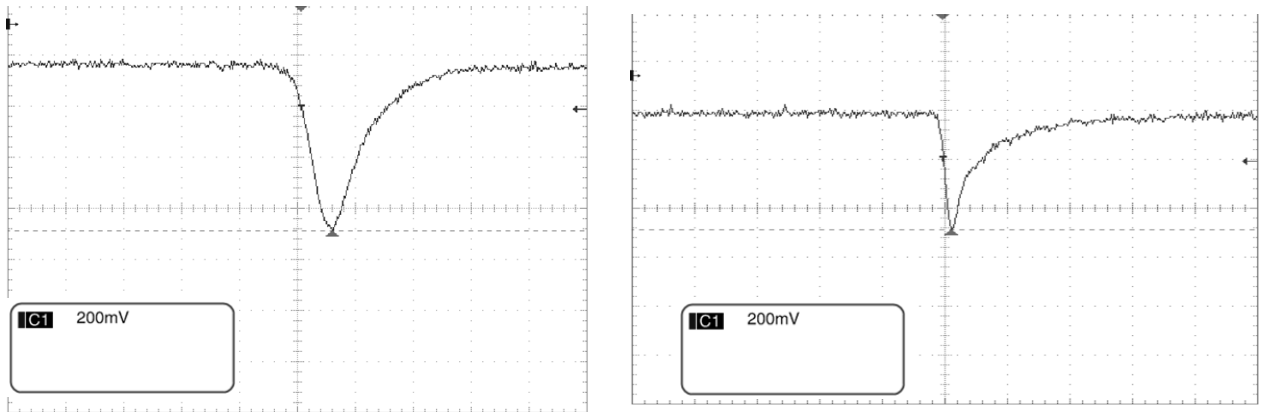


Figura 5.22: Diagrama de conexión medidor de corriente prototipo con el BOTTOM1 GEM con RC.

En la figura 5.23 se observa que en ambos casos cuando el detector GEM tiene el filtro RC y cuando no lo tiene, con el medidor de corriente conectado en el plano del BOTTOM1, el detector presenta un comportamiento normal.

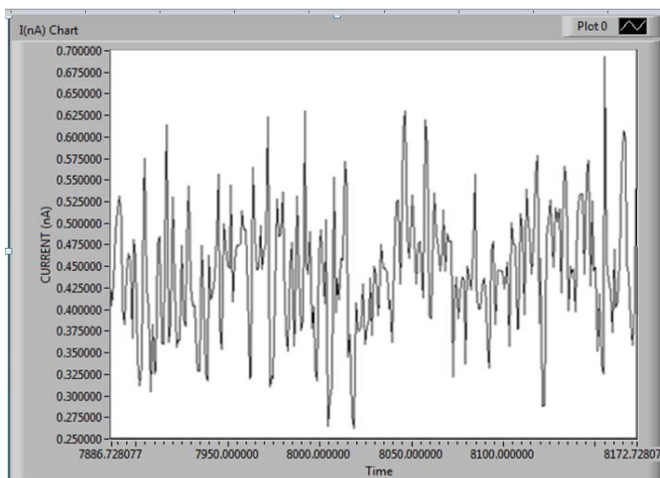


(a)

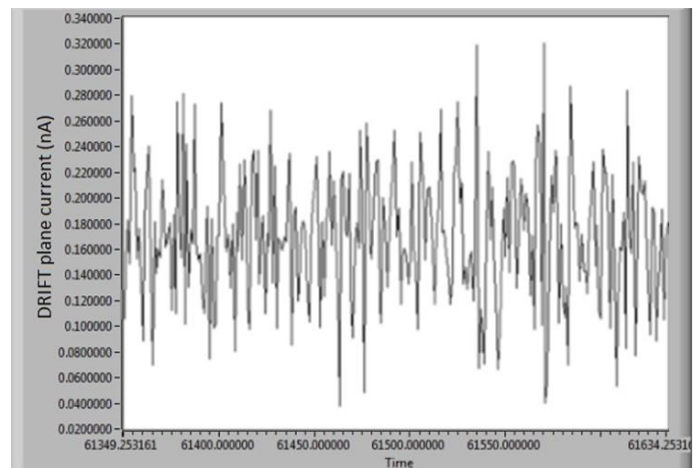
(b)

Figura 5.23: Respuesta del GEM plano BOTTOM1 conectado el medidor de corriente a) con RC, b) sin RC

El comportamiento del sistema de monitoreo no presenta un comportamiento diferente a lo esperado, ya que es posible medir el consumo de corriente del plano BOTTOM1. De igual forma se coloca y retira la pastilla radiactiva pero no presenta cambio alguno medible ni observable en el monitor de corriente. La respuesta del monitor de corriente se muestra en la figura 5.24.



(a)



(b)

Figura 5.24: Respuesta del monitor de corriente conectado BOTTOM1
a) con filtro RC, b) sin filtro RC.

En la figura 5.25 se observa el diagrama de conexión del medidor de corriente al detector GEM en el plano TOP2 con RC y en la figura 5.26 el diagrama de conexión sin RC.

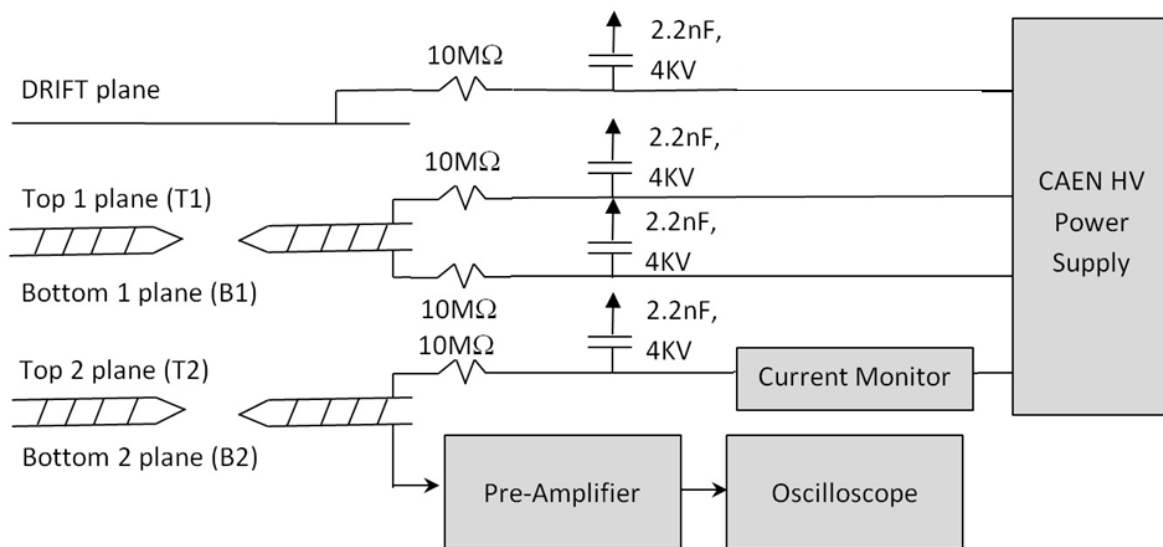


Figura 5.25: Diagrama de conexión medidor de corriente prototipo con el TOP2 GEM con RC.

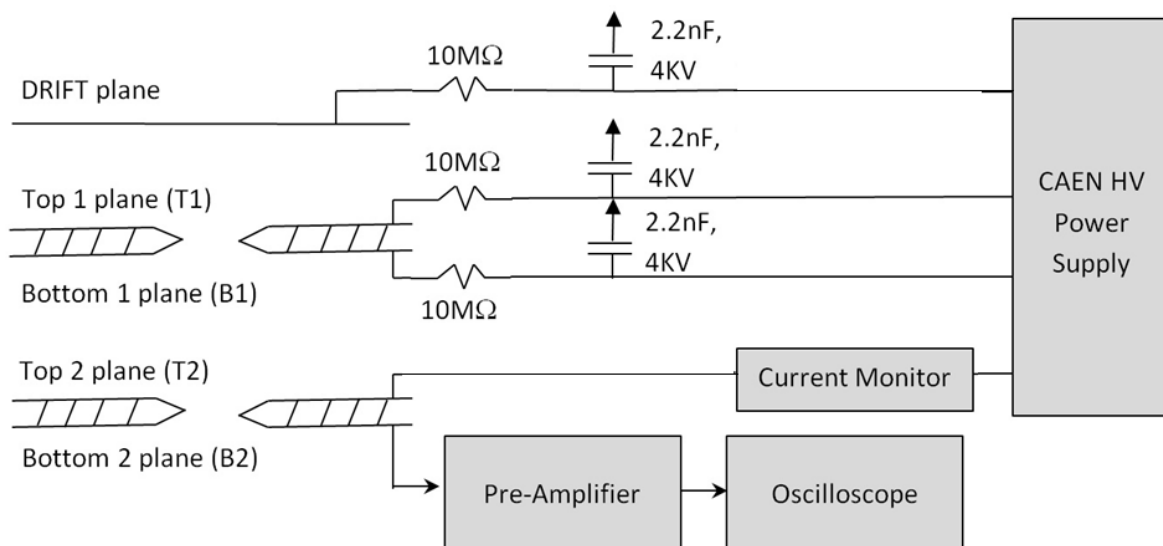
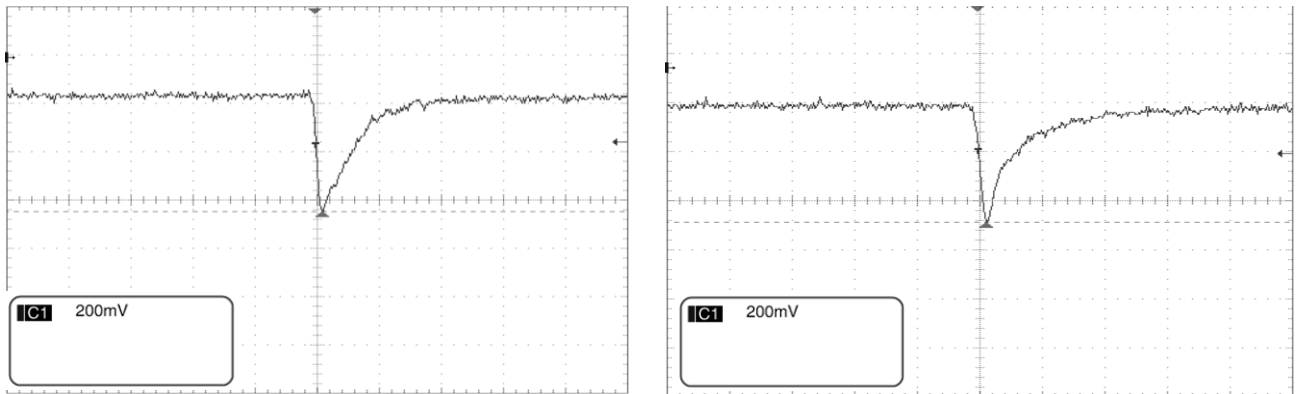


Figura 5.26: Diagrama de conexión medidor de corriente prototipo con el TOP2 GEM con RC.



(a) (b)
Figura 5.27: Respuesta del GEM plano TOP2 conectado el medidor de corriente a) con RC, b) sin RC

En la figura 5.27 se observa que en ambos casos cuando el detector GEM tiene el filtro RC y cuando no lo tiene, con el medidor de corriente conectado en el plano del TOP2, el detector presenta un comportamiento normal y es posible observar los eventos provocados por la pastilla radiactiva.

En base a los resultados obtenidos en cada una de las pruebas anteriores y en relación a las pruebas que se solicitan con la operación del GEM en el CERN, la prueba del monitor de corriente se realizara sin filtro RC, ya que este filtro se colocó solo en la operación del GEM de la UNAM.

Durante la realización de la prueba en el plano del TOP2 del detector GEM se observó un cambio en la medición de la corriente, ya que presentó un incremento de consumo de corriente al colocar la pastilla radiactiva de Fe55, al retirar la pastilla radiactiva, se observa que el consumo disminuye, como se muestra en la figura 5.28, cuando el medidor de corriente no tiene la pastilla radiactiva se puede medir una corriente de 500 pA y al colocar la pastilla se obtiene mediciones de consumo de 800 pA, esto es un

incremento en el consumo de corriente de 300 pA al colocar la fuente radiactiva, este comportamiento se dio con el GEM operando correctamente.

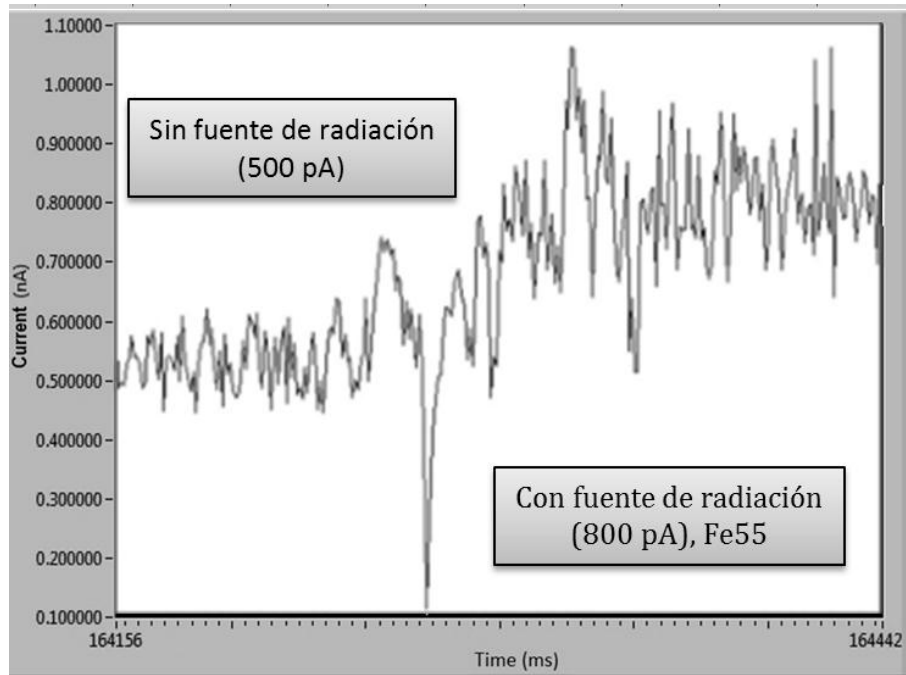


Figura 5.28: Respuesta del monitor de corriente conectado TOP2 sin filtro RC.

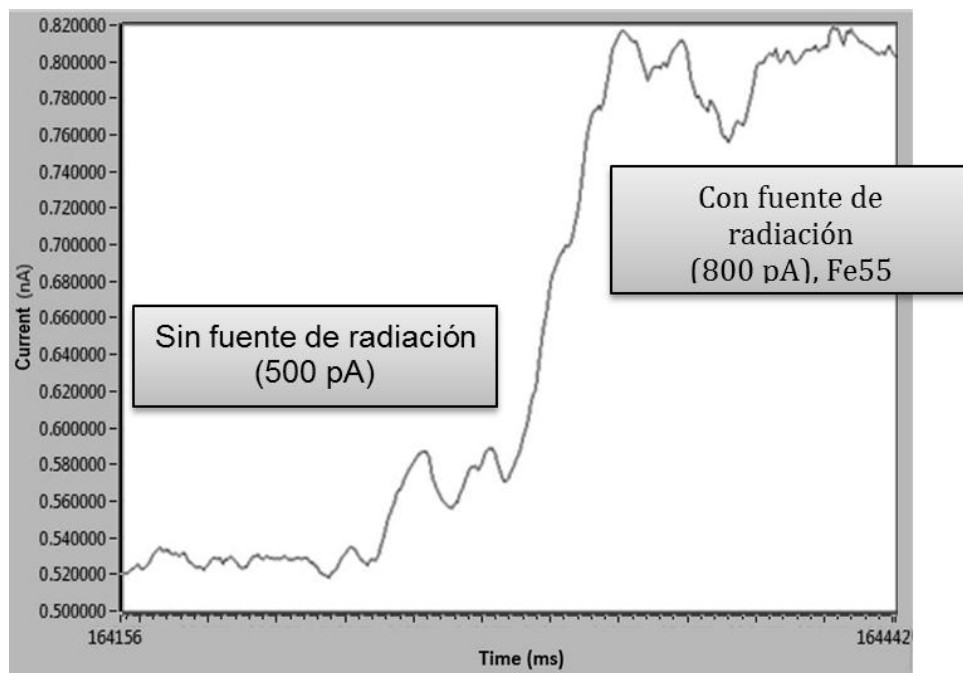


Figura 5.29: Respuesta del monitor de corriente promedio 40 muestras conectado TOP2 sin filtro RC.

En la figura 5.29 se observa claramente el comportamiento de consumo de corriente al colocar la pastilla, ya que es la imagen del promedio de cuarenta muestras, motivo por el cual la medición se ve más limpia.

En relación a las pruebas realizadas del monitor de corriente con la tarjeta prototipo del medidor de corriente conectado con el detector GEM en cada uno de los planos, el sistema trabaja con normalidad, el monitor de corriente trabaja con el alto voltaje, además que las estrategias de diseño para reducir lo más posible la EMI en el medidor de corriente, permitieron visualizar por primera vez un incremento de corriente en el GEM específicamente en el plano TOP2, esta medición es del rango de pico amperes, en relación al análisis del funcionamiento del GEM, el plano del TOP2 presenta la mayor amplificación de todos los planos del GEM al ser el último del arreglo.

El incremento en el consumo de corriente medido al colocar la fuente de radiación es de 300 pA, este incremento se produjo al colocar una pastilla radiactiva de Fe55 (Fierro 55), que es una fuente de baja radiación.

El ruido medido en la tarjeta fue de ± 160 pA, esto corrobora la baja propagación de la EMI en el sistema tanto interno como externo.

Es la primera ocasión que se observa un cambio en el consumo de corriente del GEM al colocar y retirar una fuente de radiación.

5.3 CARACTERIZACION MONITOR DE CORRIENTE PCB.

Se instrumentó la tarjeta electrónica en un PCB de cuatro capas, en donde se implementaron todas las estrategias de diseño para disminuir la EMI, esta tarjeta de instrumento para poder realizar la caracterización del medidor de corriente, el circuito resistivo que se utilizó para la caracterización se muestra en la figura 5.1, ya que se realizara la misma prueba.

En la figura 5.30, se observa el arreglo experimental montado en el laboratorio con la tarjeta instrumentada en la PCB de 4 capas. En la figura 5.31 se aprecia el medidor de corriente dentro de la jaula de Faraday fabricada y el FPGA utilizado para la caracterización.

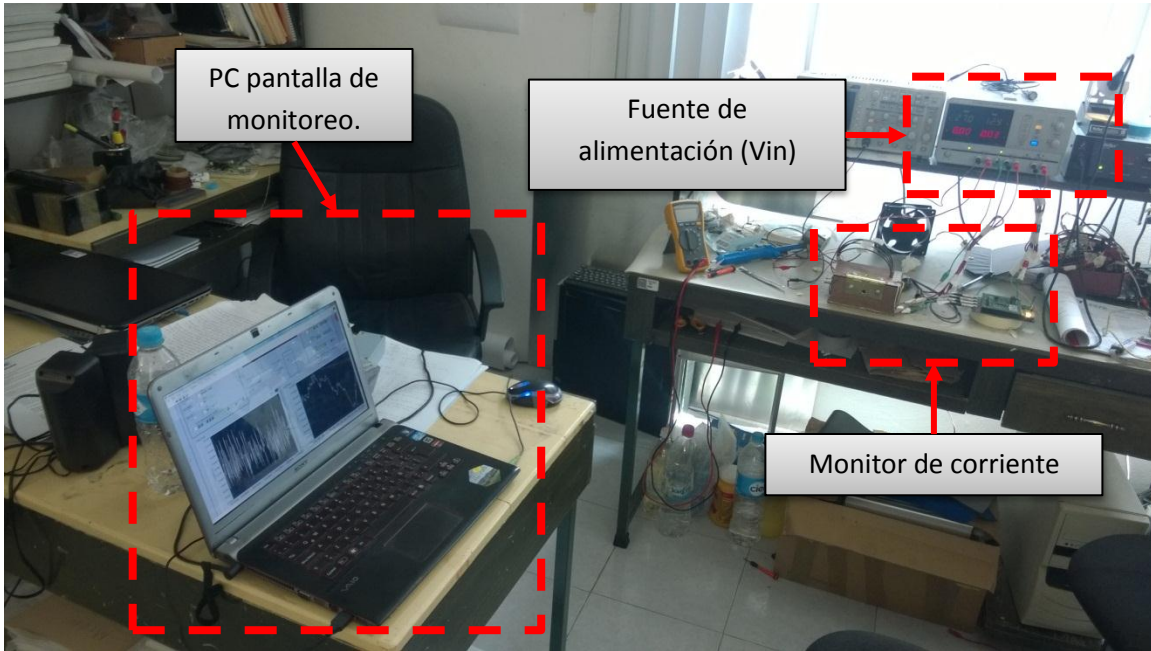
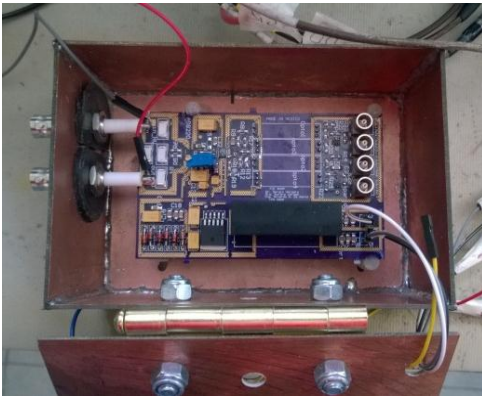


Figura 5.30: Monitor de corriente versión uno.



(a)



(b)

Figura 5.31: a) Medidor de corriente b) FPGA CyclonIII.

Para realizar la caracterización del medidor de corriente se tiene que configurar la PCB en relación al circuito para realizar la prueba, en la figura 5.32 se muestra la modificación de la tarjeta del medidor de corriente para esta prueba.

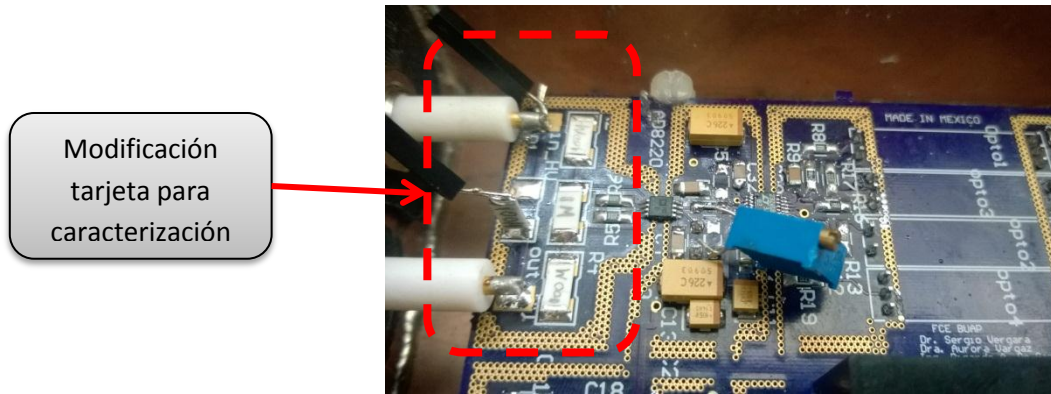


Figura 5.32: Modificación tarjeta 18 bits para caracterización.

Se realizaron las pruebas con este circuito para caracterización del medidor de corriente, en la figura 5.33 se muestran la tabla de los resultados.

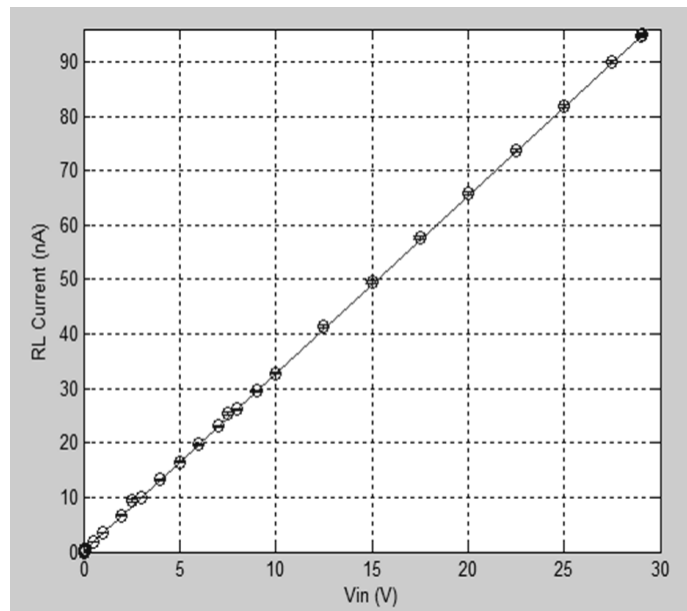
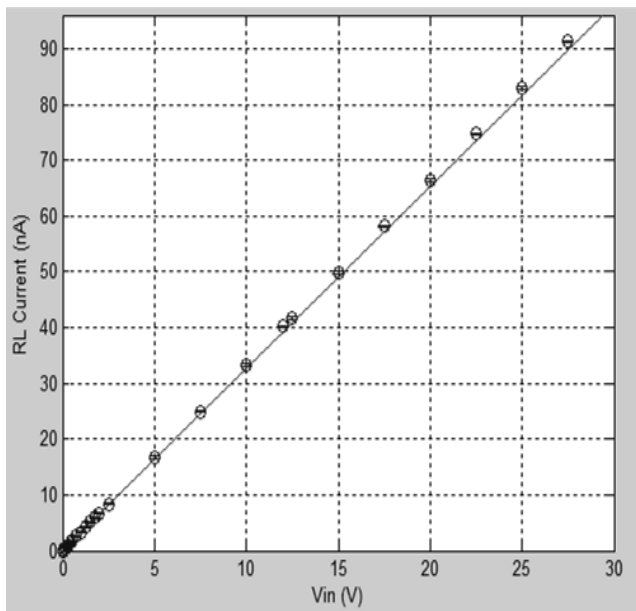
Vin (fuente)	I(nA)
0	
0.05	0.18
0.1	0.36
0.15	0.5
0.25	0.84
0.3	1.05
0.45	1.54
0.5	1.7
0.75	2.55

Vin (fuente)	I(nA)
0.99	3.36
1.25	4.24
1.5	5.06
1.75	5.92
2	6.7
2.51	8.36
5	16.675
7.5	24.9
10	33.28

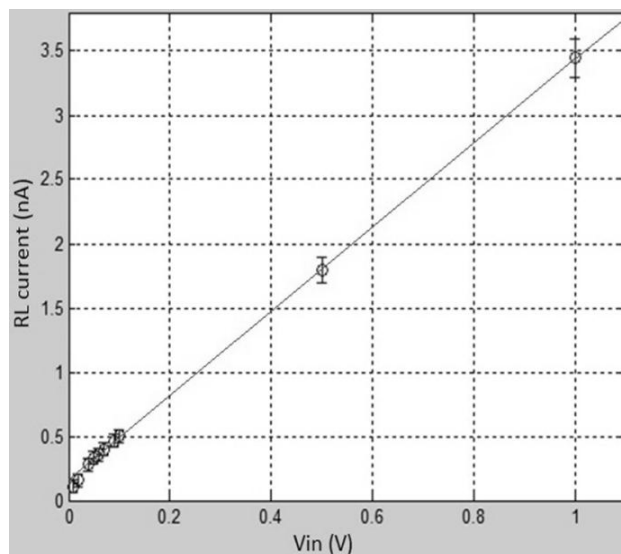
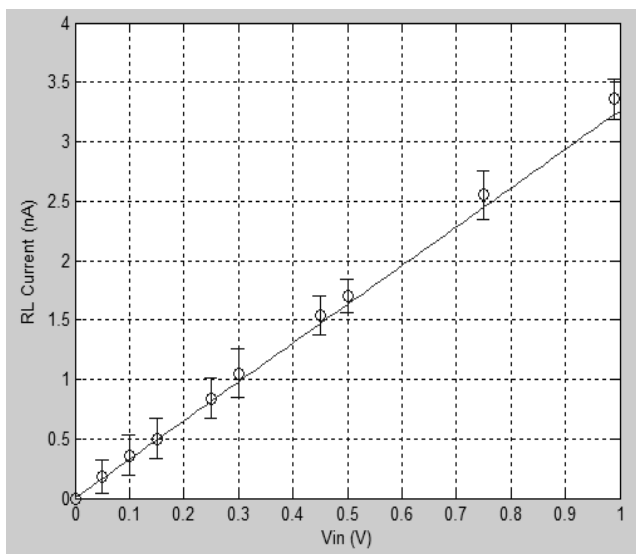
Vin (fuente)	I(nA)
12	40.16
12.5	41.7
15	49.8
17.5	58.16
20	66.38
22.5	74.72
25	82.95
27.5	91.28
29	96.25

Figura 5.33: Tabla de resultados experimentales caracterización PCB medidor de corriente.

El resultado de la caracterización de la tarjeta se muestra en la gráfica de la figura 5.34 (a) en donde se puede observar que tiene un comportamiento lineal, tal como se comportaba la tarjeta del medidor de corriente prototipo (b). Comparando las gráficas se puede observar que en la parte de menor voltaje de entrada se pudieron tomar más muestras como se muestra en la figura 5.35, ya que presenta un comportamiento más estable, esto atribuido a la diferencia de la manufactura empleada, se observó que el nivel de ruido medido, en relación a la anterior caracterización disminuyó considerablemente como se muestra en la figura 5.36.



(a) (b)
 Figura 5.34: Grafica caracterización a) PCB y b) prototipo.



(a) (b)
 Figura 5.35: Grafica caracterización escala menor a) PCB y b) prototipo.

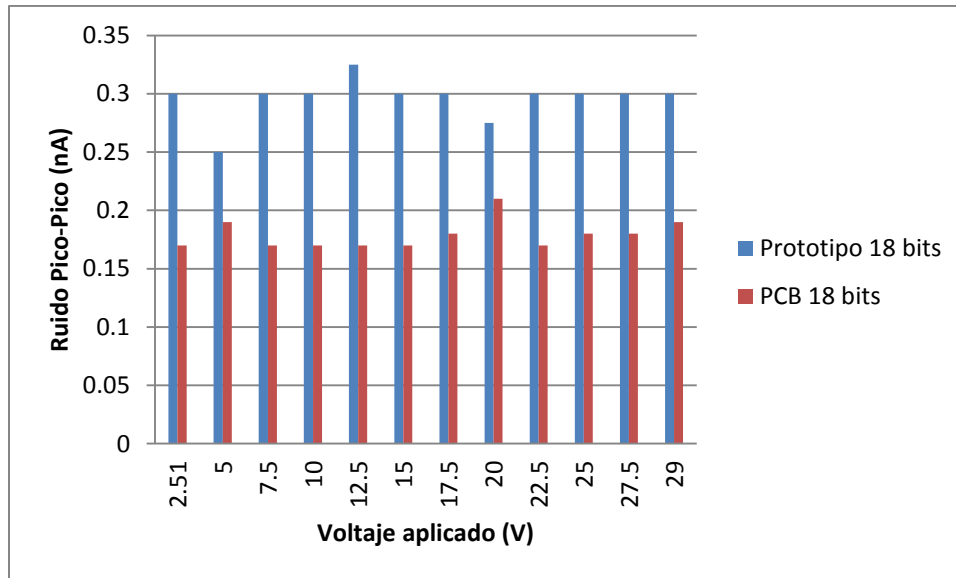


Figura 5.36: Grafica comparación niveles de ruido.

5.4 PRUEBAS PCB MONITOR DE CORRIENTE CON EL GEM.

Las pruebas se realizan en el laboratorio del ICN de la UNAM, con el mismo detector GEM, en la figura 5.37 se muestra el arreglo experimental para realizar las pruebas.

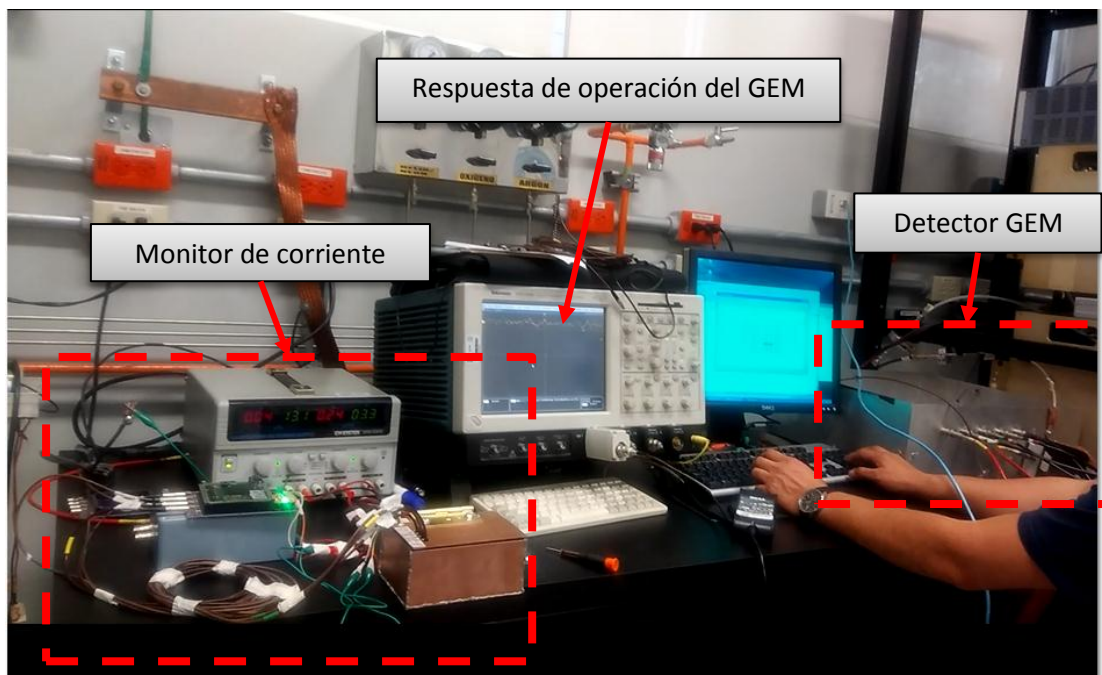


Figura 5.37: Instrumentación sistema de monitoreo de corriente

Para realizar las pruebas en la tarjeta se instrumenta el arreglo del circuito en el medidor de corriente de la figura 5.7. En relación al comportamiento del detector en pruebas pasadas y a las necesidades de operar el sistema de monitoreo de corriente en condiciones similares al GEM del CERN, se retiran todos los filtros RC del GEM, las mediciones se realizaran con el circuito de la figura 5.38.

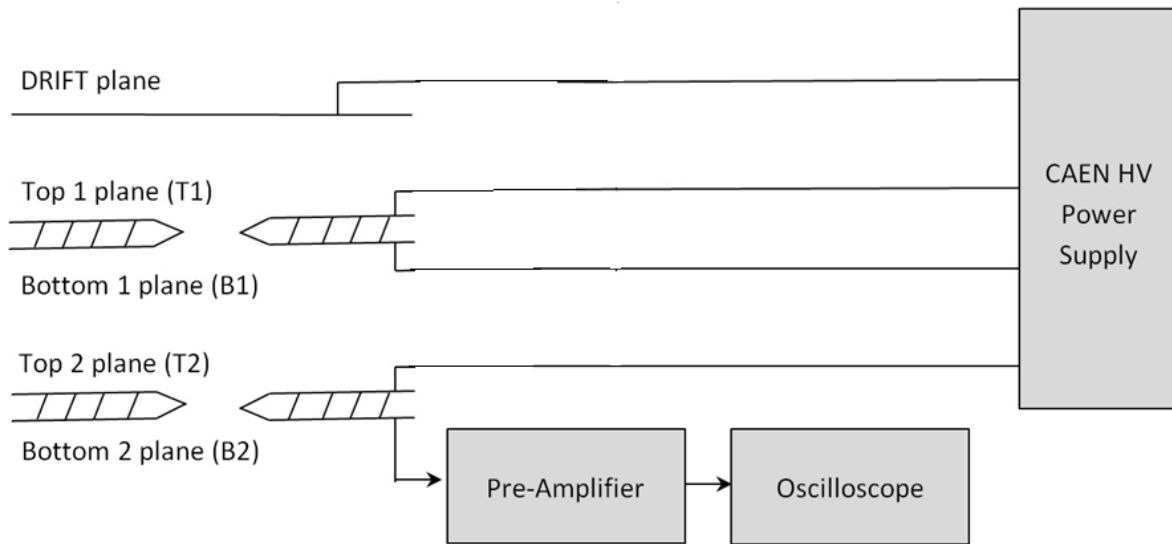


Figura 5.38: Circuito de operación del GEM sin medidor de corriente.

Al verificar el funcionamiento del GEM con este circuito se verifica que el comportamiento es similar al registrado anteriormente, la respuesta del GEM se muestra en la figura 5.39.

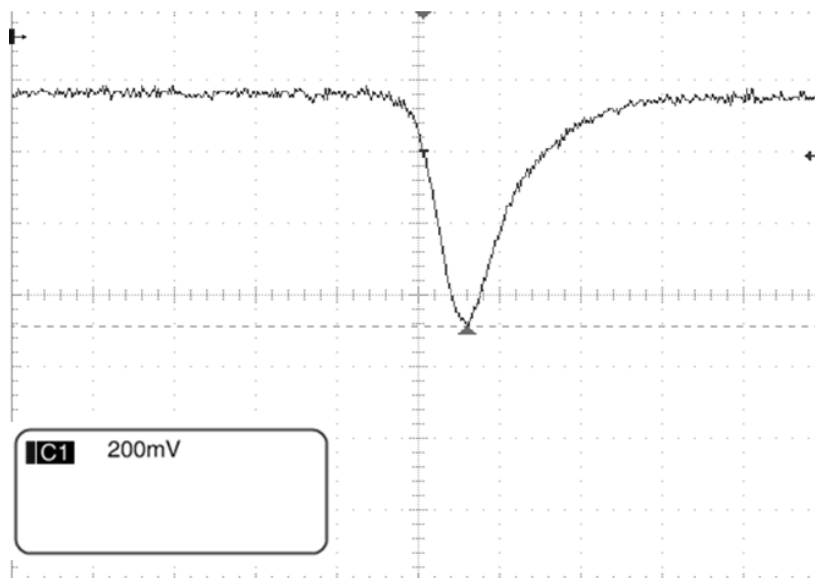


Figura 5.39: Respuesta del GEM sin filtros RC.

En base a las pruebas realizadas anteriormente en la tarjeta prototipo y por el funcionamiento típico del detector GEM, se determina medir solo en los planos del TOP1, BOTTOM1 y TOP2, esto es porque son los planos del GEM en donde ocurre una amplificación de las partículas detectadas. Se plantea una metodología para realizar en cada uno de los planos del GEM.

Metodología para realizar la prueba del monitor de corriente:

- Conectar el medidor de corriente en el plano del GEM (TOP1, BOTTOM1, TOP2) correspondiente para realizar la medición.
- La jaula de Faraday debe de estar conectada en la tierra física aislada del laboratorio.
- Verificar conexión del medidor de corriente al alto voltaje.
- La prueba se realizara con la misma fuente radiactiva en cada plano (Fe55).
- Alimentar con los voltajes de operación normal al GEM.
- Colocar y retirar la fuente de radiación, verificar el comportamiento del monitor de corriente, realizar esta operación en repetidas ocasiones para verificar resultados.

Las pruebas se realizaron sin el RC, la tarjeta prototipo mostro que el sistema trabaja con el GEM, así que se prueba de medición en el GEM, en el plano TOP1, en el plano BOTTOM1 y en el plano TOP2. En la figura 5.40 se muestra el diagrama de conexión del sistema de monitoreo en el detector GEM en TOP1.

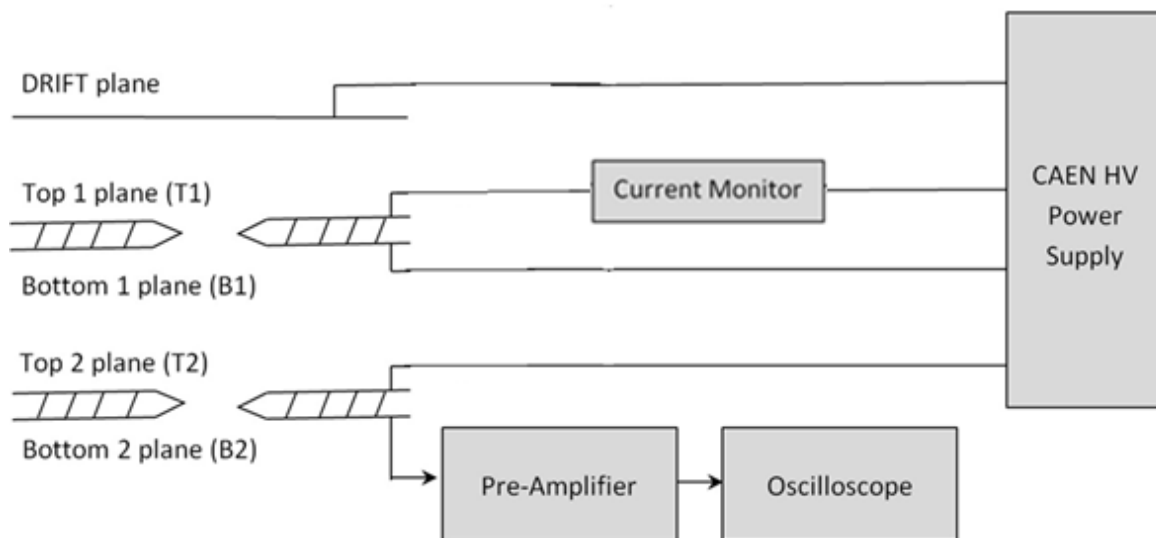
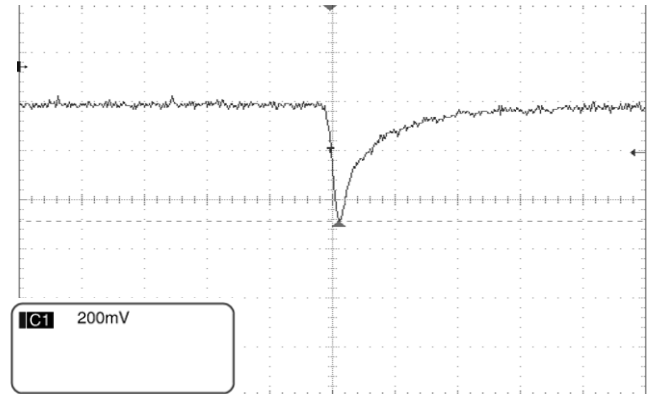
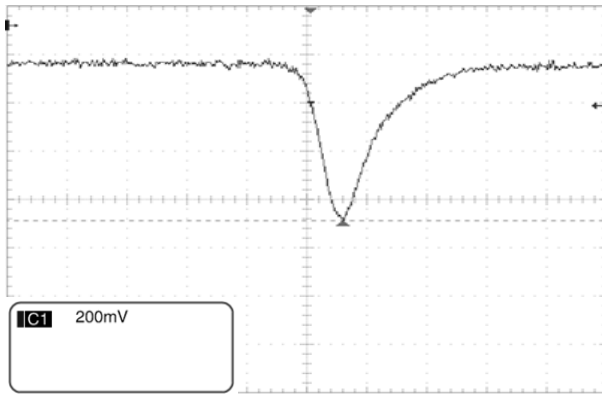


Figura 5.40: Conexión TOP1 del monitor de corriente.

En la figura 5.41 (a) se observa el funcionamiento del GEM, y en la figura 5.41 (b) se observa la respuesta al conectar monitor de corriente.

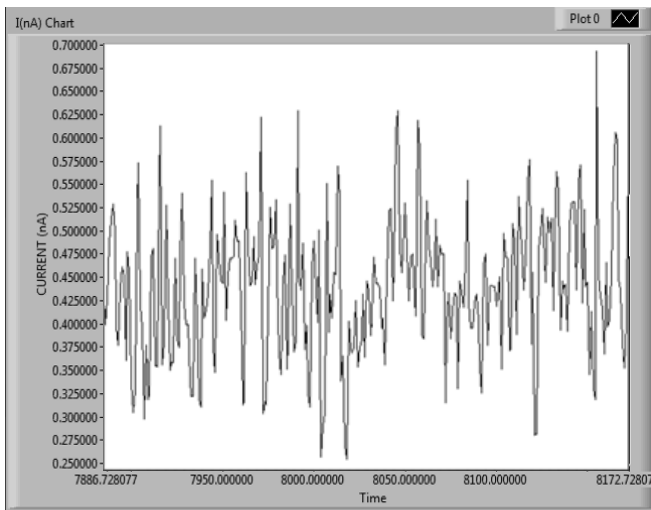


(a)

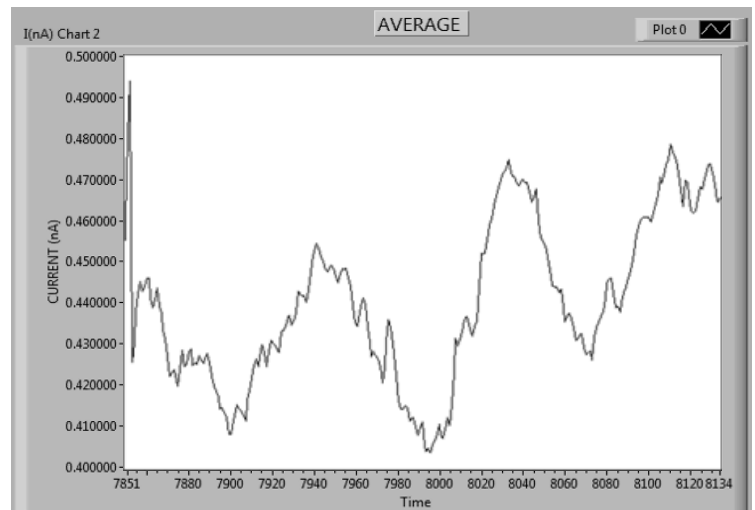
(b)

Figura 5.41: Respuesta del GEM a) sin medidor de corriente, b) con medidor de corriente

En la figura 5.42 se muestra la respuesta del monitor de corriente, (a) la respuesta del sistema de forma continua, en (b) la repuesta grafica con un promedio de 40 muestras.



(a)



(b)

Figura 5.42: Respuesta del monitor de corriente en TOP1 a) respuesta continua, b) respuesta promedio 40 muestras.

El proceso de colocar y retirar la pastilla radioactiva no se observó cambio en las mediciones, por lo que en esta capa del GEM la amplificación no es tan alta como para poder medir un incremento de corriente en el plano TOP1 del GEM.

En la figura 5.43 se observa la conexión del monitor de corriente en el plano BOTTOM1 del GEM.

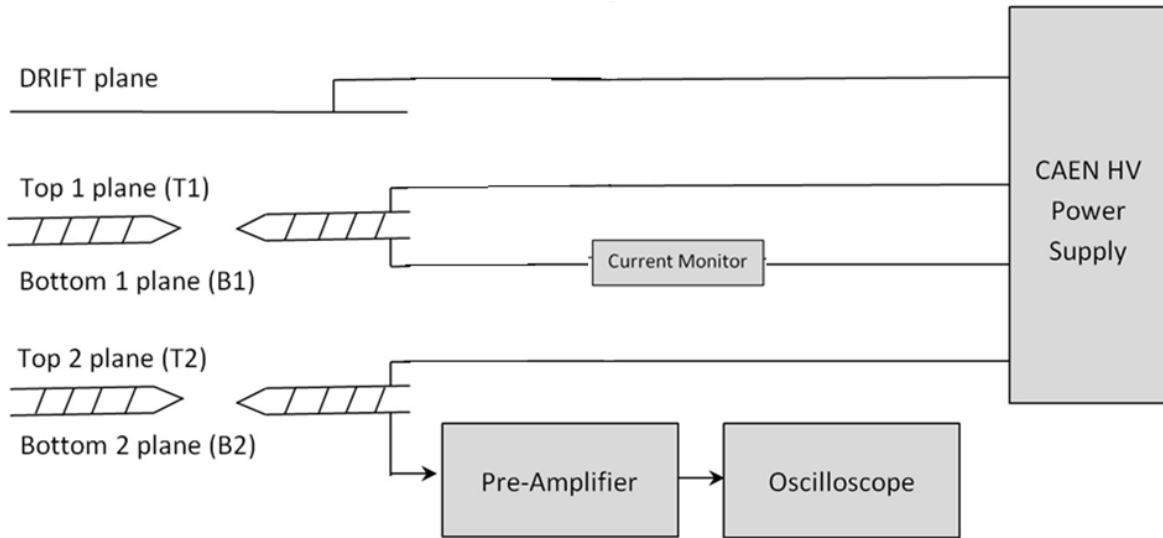
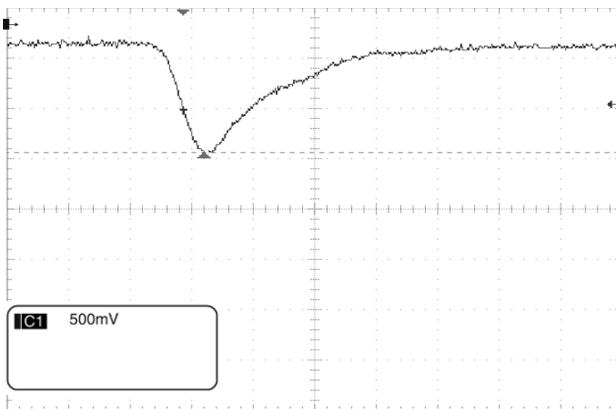
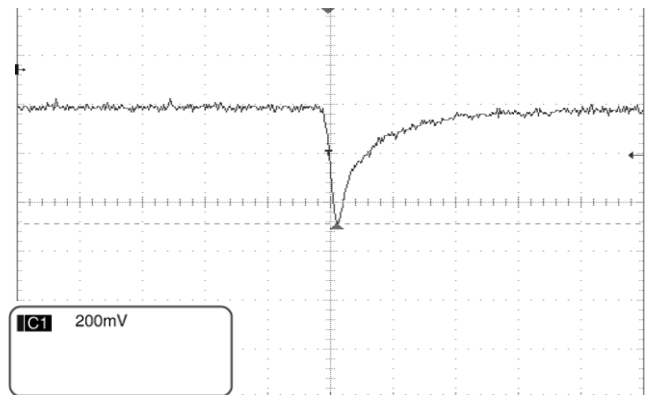


Figura 5.43: Conexión BTTOM1 con el monitor de corriente.

La respuesta del GEM se observa sin medidor de corriente en la figura 5.44(a) y en la figura(b) se muestra con el monitor conectado en el BOTTOM1.



(a)

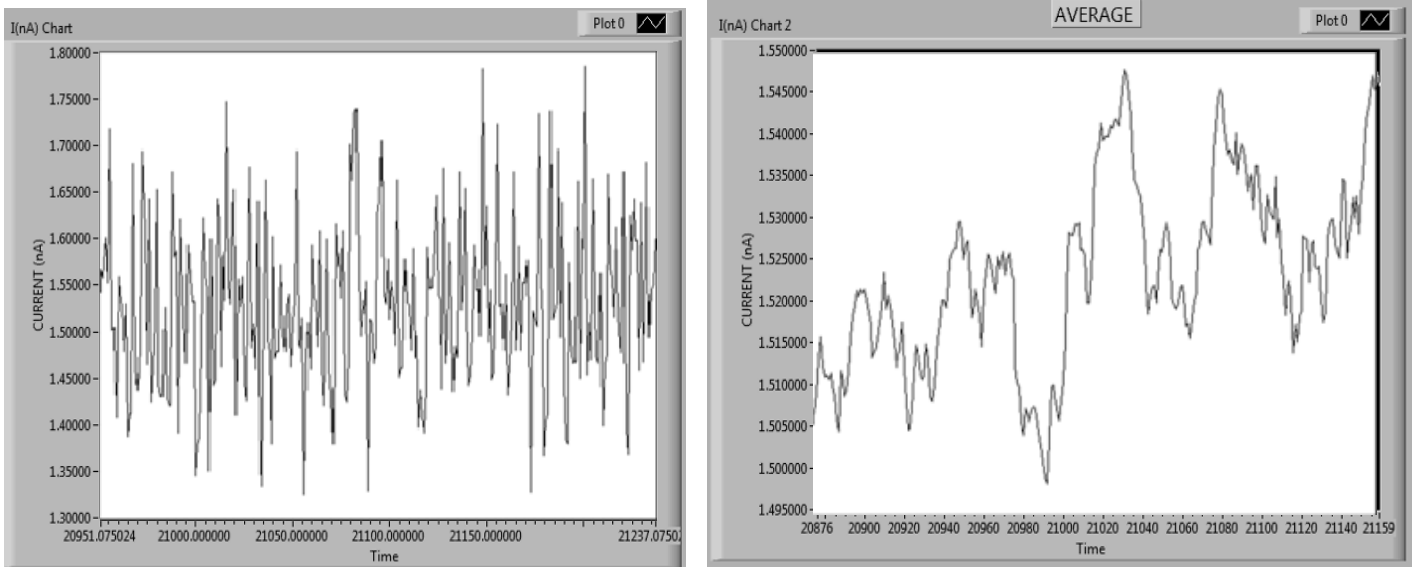


(b)

Figura 5.44: Respuesta del GEM BOTTOM1 a) sin medidor de corriente
b) con medidor de corriente.

Se observa que la respuesta del GEM no tiene cambios al conectar el medidor de corriente, por lo que el detector está operando de manera convencional.

En la figura 5.45 se observa las mediciones del monitor de corriente, en (a) se observa la respuesta continua de la medición, en (b) el promedio de las mediciones, estas mediciones se realizaron colocando y retirando la fuente radiactiva en numerosas ocasiones y cada uno de los casos no se observó que cambiara la medición, esto es muy similar a la respuesta obtenida en las pruebas con la tarjeta prototipo.



(a)

(b)

Figura 5.45: Respuesta del monitor de corriente en BOTTOM1 a) respuesta continua, b) Promedio 40 muestras.

Se realizan las pruebas en la última capa del detector, conectando el medidor de corriente en la capa del GEM TOP2 como se muestra en la figura 5.46.

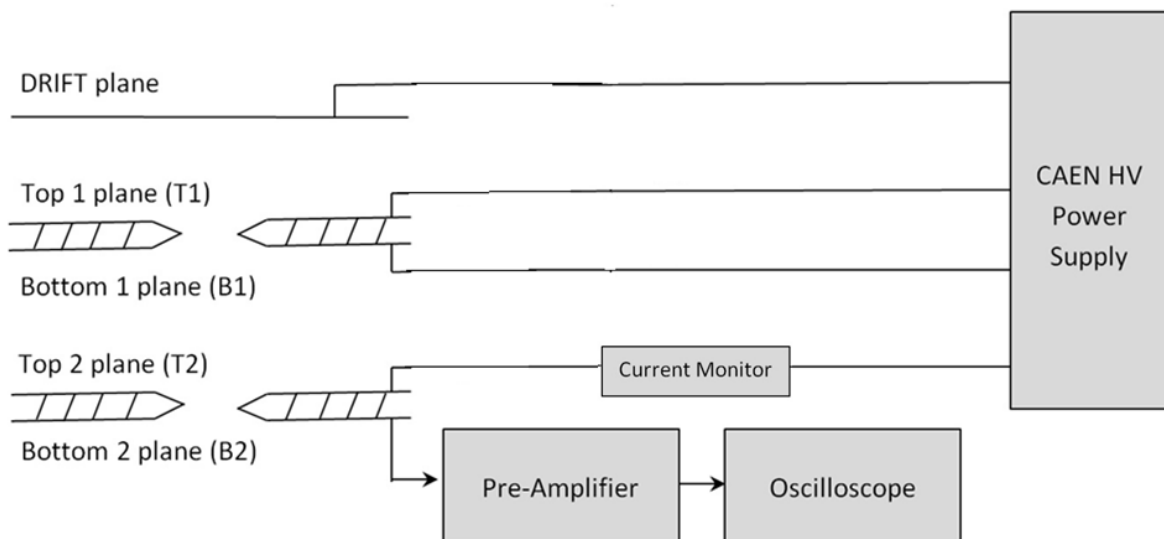
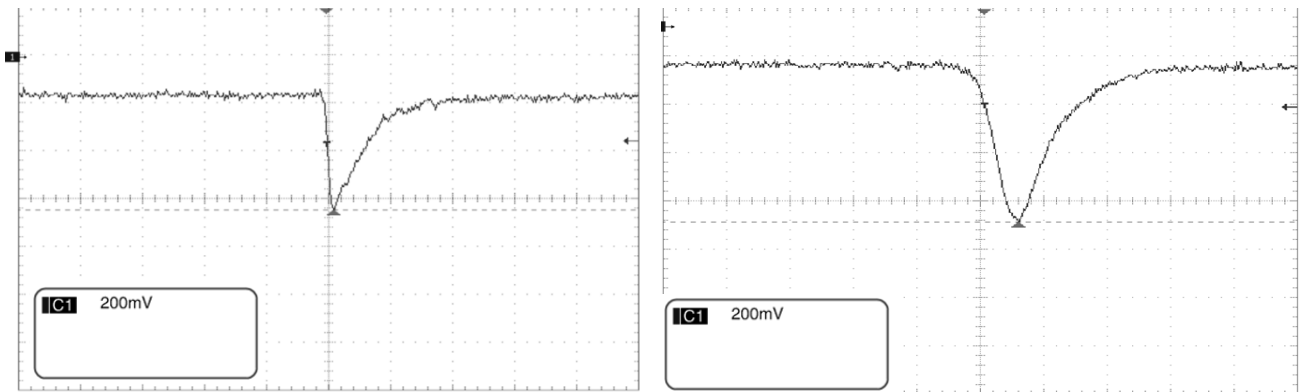


Figura 5.46: Conexión del medidor de corriente en el GEM TOP2

Se observa en la figura 5.47 que al conectar monitor de corriente el detector opera de forma normal. En (a) se puede ver la respuesta normal del GEM, y en (b) la respuesta con el medidor de corriente conectado en el sistema.



(a) (b)
Figura 5.47: Respuesta del GEM TOP2 a) sin medidor de corriente
b) con medidor de corriente

En pruebas para el plano del GEM TOP2, se tiene como antecedente la respuesta del monitor de corriente con la tarjeta prototipo, por lo que se realizaron las pruebas colocando y retirando la fuente de radiación Fe55, con la finalidad de observar nuevamente el comportamiento del GEM como se ve en la figura 5.48.

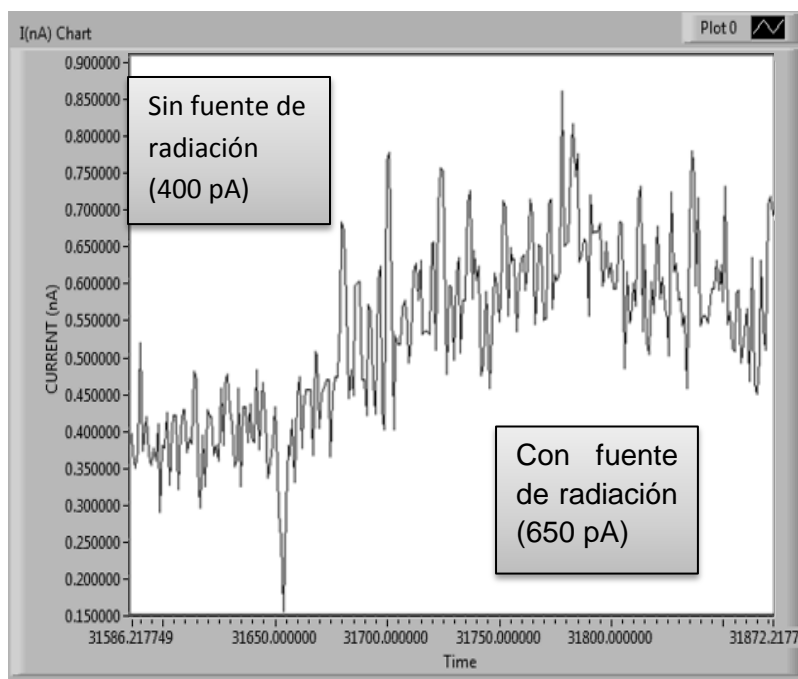


Figura 5.48: Respuesta continua del monitor de corriente en TOP2.

La respuesta del sistema de monitoreo presenta una corriente medida de 400 pA si la fuente de radiación, esto implica que se están midiendo corrientes en pico amperes, al colocar la pastilla radiactiva Fe55 se observa que el consumo de corriente aumenta, la corriente medida es de 650 pA. Esta medición indica que al colocar la fuente se tiene un incremento de corriente de consumo de 250 pA, esto está relacionado con el incremento de actividad del GEM, ya que incrementan los eventos detectados al colocar la pastilla.

En la figura 5.49 se muestra la respuesta del GEM con el monitor de corriente conectado en el TOP2, en esta ocasión se presenta el resultado de las mediciones des pues de promediar cuarenta muestras, con lo cual se observa claramente el comportamiento al colocar la fuente de radiación.

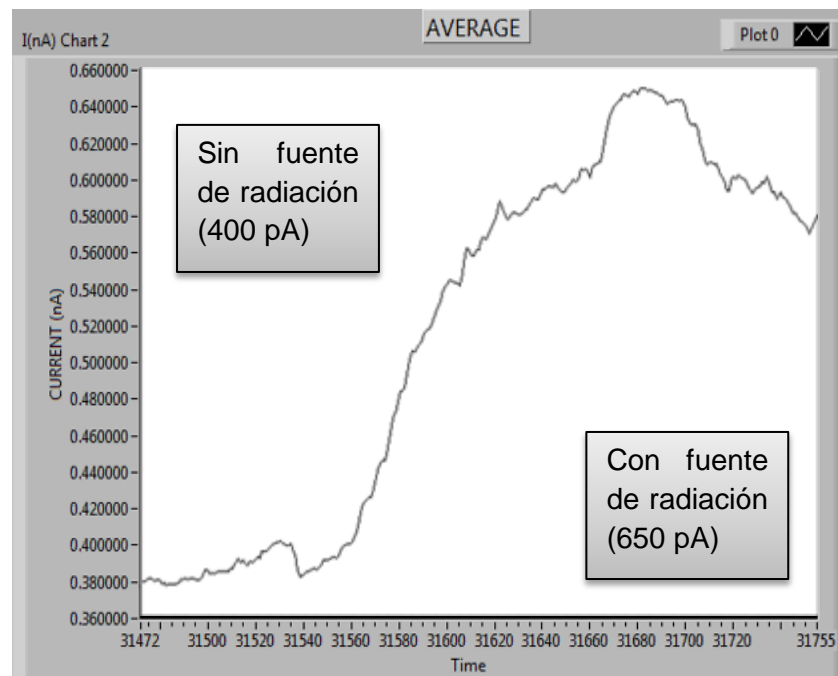


Figura 5.49: Respuesta del monitor de corriente en TOP2 promedio de 40 muestras.

En relación a las pruebas realizadas del monitor de corriente conectado con el detector GEM en cada uno de los planos, el sistema trabaja con normalidad, el monitor de corriente trabaja con el alto voltaje, además que las estrategias de diseño para reducir lo más posible la EMI en medidor de corriente permitieron visualizar la respuesta del GEM, ya que las señales medidas se encuentran en rango de pico amperes.

En los planos del GEM TOP1 y BOTTOM1 no se observó variación de consumo de corriente al colocar y retirar la fuente de radiación.

Las pruebas realizadas en TOP2 colocando y retirando la fuente de radiación presentaron las siguientes características:

- El ruido medido en la tarjeta es de ± 75 pA corrobora la baja propagación de la EMI en el sistema tanto interno como externo.
- Al colocar la fuente de radiación se mide una corriente de 650 pA
- Al retirar la fuente de radiación se mide una corriente de 400 pA
- El incremento en el consumo de corriente medido al colocar la fuente de radiación es de 250 pA,

5.5 CONCLUSIONES

El sistema de monitoreo de corriente no interviene en la operación normal del GEM, además, este sistema mide el consumo de corriente del detector, con lo cual es posible determinar el estado del GEM. Al monitorear el consumo de corriente es posible determinar que detector se encuentra dañado, de igual forma es posible determinar los periodos de mantenimiento del detector.

En base a las pruebas realizadas fue posible implementar las estrategias para disminuir el ruido electromagnético ya que las mediciones se encontraron en el rango de pico amperes (pA), que es una escala menor a la determinada por la colaboración, lo cual fue crucial para poder observar por primera vez el comportamiento del detector al ocurrir una incidencia de eventos de amplificación producida por la fuente de radiación.

Se esperaba por parte de los diseñadores del GEM que el incremento debido a la presencia de la fuente radiativa, se debió observar también en BOTTOM1, ya que la ganancia en ese plano se consideraba suficientemente grande, sin embargo con estas mediciones los diseñadores deben de reconsiderar sus cálculos, lo cual permitirá en un futuro entender mejor el funcionamiento del GEM y con ello mejorar su diseño.

CONCLUSIONES GENERALES

El resultado del diseño del medidor de corriente que trabajara con el alto voltaje tomo como consideración las señales que se deseaban medir, no solo para acondicionarlas con la finalidad de digitalizar la señal, sino que se consideró el modo de operación con el GEM, ya que se miden señales de muy bajo rango, se implementaron estrategias para disminuir la interferencia electromagnética interna y externa (EMI), con la finalidad de introducir la menor cantidad de ruido proveniente del exterior como del interior del medidor de corriente al GEM, pues debido a la amplificación de las señales que realiza el detector cualquier ruido destruirá la señal propia del comportamiento del GEM.

El resultado de la implementación medidor de corriente fue satisfactorio ya que no intervino en la operación del detector, esto se comprobó con las diversas pruebas realizadas en el detector GEM del Instituto del Ciencias Nucleares (ICN) configurando el GEM con las conexiones eléctricas del detector del CERN.

El sistema de monitoreo implementado con la comunicación vía fibra óptica e interface Wi Fi, nos permitió visualizar de manera practica el consumo de corriente de cada uno de los planos del GEM. En base a la presentación grafica de los resultados obtenidos, se observó por primera vez el consumo de corriente del GEM sin destruir la señal del mismo, además que por primera vez se logró ver el cambio en el consumo de corriente del GEM al colocar una fuente radiactiva, esto debido a la sensibilidad del monitor de corriente que se encuentra en el rango de pico amperes, y configurable para diversos rangos de medida.

En general se diseña, fabrica e implementa un sistema de monitoreo de corriente para un detector GEM, que funcione con el alto voltaje, en relación a los resultados, se pueden utilizar para determinar el estado de estos detectores así como saber el deterioro de los mismos en relación a su uso y consumo de corriente.

Se esperaba por parte de los diseñadores del GEM que el incremento debido a la presencia de la fuente radiativa, se debió observar también en BOTTOM1, ya que la ganancia en ese plano se consideraba suficientemente grande, sin embargo con estas mediciones los diseñadores deben de reconsiderar sus cálculos, lo cual permitirá en un futuro entender mejor el funcionamiento del GEM y con ello mejorar su diseño.

REFERENCIAS

- [1] Alice TPC Upgrade Technical Desing Report -2013-Oct-22-paper_draft-TPC_TDR_ColRev.
- [2] ALICE Collaboration, ALICE TDR 7, CERN/LHCC 2000-001.
- [3] 2. R. Veenhof, “Calculations for the ALICE TPC Read-Out”, <http://rjd.home.cern.ch/rjd/Alice/>.
- [4] “A simple idea about optical links”, Chapter Two, Thesis, Dr. Sergio Vergara Limon.
- [5] “Optoelectronics an introduction” J. Wilson and J. Hawkes, Prentice Hall (1998).
- [6] <http://home.web.cern.ch/about>.
- [7] <http://home.web.cern.ch/about/experiments>.
- [8] <http://gdd.web.cern.ch/GDD/>.
- [9] <http://www.fnal.gov/>.
- [10] Reitz/Milford/Christy “Fundamentos de la teoría electromagnética”, Tercera edición, Editorial Addison Wesley.
- [11] Robert Resnick, “Physics Vol. 2”, Tercera edición, Editorial, Continental S.A. de C.V. Mexico.
- [12] Javier Ruiseco Lopez (2014), “Control de un robot articular de 1 grado de libertad utilizando un sistema embebido configurable por medio de una interfaz inalámbrica”, Maestría en Ciencias de la Electrónica Opción Automatización, Benemérita Universidad Autónoma de Puebla.
- [13] Quartus II 13.0
- [14] LabVIEW v8.0.

INDICE DE FIGURAS

Figura 1.1: Fotografía de un microscopio electrónico de un GEM	1
Figura 1.2: Simulación funcionamiento GEM.....	2
Figura 1.3: Conexión de un GEM simple	3
Figura 1.4: Relación de comparación entre la respuesta de amplificación de un GEM de una capa, respuesta con dos gases diferentes.	3
Figura 1.5: Esquemático que muestra la conexión de un GEM doble	4
Figura 1.6: Ganancias de un GEM doble en comparativa con dos GEM's separados	4
Figura 1.7: Configuración GEM triple.....	5
Figura 1.8: Ganancia, una probabilidad de descarga alta con partículas alfa para el GEM individuales, dobles y triples.	5
Figura 1.9: GEM del ICN de la UNAM	6
Figura 1.10: GEM y fuente de alimentación	7
Figura 1.11: Niveles de voltaje aplicados en la prueba sin la tarjeta del amperímetro... ..	7
Figura 1.12: Respuesta normal del GEM.....	8
Figura 2.1: Diagrama a bloques del monitor de corriente	9
Figura 2.2: Tabla de especificaciones de diseño	10
Figura 2.3: GEM de la TPC.....	11
Figura 2.4: Diagrama de conexión eléctrica GEM TPC.....	11
Figura 2.5: GEM del ICN de la UNAM.....	12
Figura 2.6: Diagrama de conexión del GEM ubicado en el ICN	12
Figura 2.7: Diagrama a bloques del medidor de corriente.	13
Figura 2.8: Arreglo resistivo del medidor de corriente.	13
Figura 2.9: Diagrama del amplificador de instrumentación AD8220.....	14
Figura 2.10: Características del ADC 18 bits	15
Figura 2.11: Pines y conexión del ADC 18 bits	16
Figura 2.12: Bits positivos y negativos ADC.	16
Figura 2.13: Diseño circuito ADC.....	17
Figura 2.14: Diagrama de tiempo ADC	17
Figura 2.15: Respuesta del ADC 18 bits	18
Figura 2.16: Características DC-DC Converter.....	18
Figura 2.17: Diagrama DC-DC converter.	19
Figura 2.18: Arreglo de diodos zener.....	19
Figura 2.19: Tabla de consumo de corriente componentes a 5V	19
Figura 2.20: Circuito regulador para voltaje de 5 VDC.....	20
Figura 2.21: Características opto acoplador	21
Figura 2.22: Diagrama eléctrico opto acoplador	22
Figura 2.23: Opto acoplador con una entrada de 1MHz	22
Figura 2.24: Diseño del medidor de corriente.....	23
Figura 2.25: Ecuaciones de Maxwell	24
Figura 2.26: Refracción de una onda incidente ley de Snell.	26
Figura 2.27: Penetración EMI en el cobre	28

Figura 2.28: Grafica de pérdida por absorción en el cobre.	30
Figura 2.29: Aplicación del blindaje para reducir la EMI.	33
Figura 2.30: Voltaje de rizo de una fuente de alimentación.	33
Figura 2.31: Fuente de voltaje con filtro EMI	34
Figura 2.32: Arreglo de filtro EMI	34
Figura 2.33. Interferencia entre pistas	34
Figura 2.34 Tarjeta dividida por áreas	35
Figura 2.35: Disminución de interferencia por vías	35
Figura 2.36: Unión de los planos de tierra.	36
Figura 2.37: Aplicación de las estrategias para reducir EMI.	36
Figura 2.38: Reducción de la EMI en relación a las estrategias diseñadas.	37
Figura 2.39: Tarjeta de prueba medidor de corriente.	38
Figura 2.40: Jaula de Faraday y medidor de corriente.	38
Figura 2.41: Circuito amplificador y ADC.	39
Figura 2.42: Tabla de rangos de medición.	40
Figura 2.43: Circuito de prueba y caracterización de la tarjeta.	40
Figura 2.44: Arreglo de resistencias equivalente.	41
Figura 2.45: Grafica de datos teórica del circuito de caracterización.	43
Figura 2.46: Diseño de la PCB 18 bits	43
Figura 2.47: Conexión de los planos de tierra.	44
Figura 2.48: Diseño PCB monitor de corriente.	44
Figura 2.49: Fabricación de la PCB.	45
Figura 3.1: Sistema básico enlace optico	47
Figura 3.2: Viaje de la señal a través de un enlace optico	48
Figura 3.3: Absorción: Pasa de un nivel de energía bajo a alto	49
Figura 3.4: Espontanea: Cuando regresa de un nivel de energía alto inicialmente a uno bajo, después de un tiempo t el fotón es emitido	49
Figura 3.5: La emisión del fotón añade la fase y dirección, coherentemente	50
Figura 3.6: En el centro se encuentra un material activo entre dos espejos uno 100% reflejante y uno de 99% reflexión. La resonancia es generada por la distancia entre los espejos del láser	51
Figura 3.7: Construcción VCSEL.	52
Figura 3.8: Micrografía electrónica de barrido de emisión de los láseres de cavidad ..	53
Figura 3.9: Banda de banda de absorción en directo. Un electrón en la banda de valencia "absorbe" un fotón y se mueve en la banda de conducción. Conservación del momento garantiza que sólo las transiciones verticales están permitidas	55
Figura 3.10: Banda a banda de absorción en semiconductores indirectos. En los semiconductores indirectos un fotón debe participar para tomar un electrón de la parte superior de la banda de valencia a la parte inferior de la banda de conducción.	55
Figura 3.11: Muestra los coeficientes de absorción para varios semiconductores. Los materiales como GaAs, Inp, InGaAs, etc., tienen una fuerte absorción óptica a los bordes de banda porque la absorción óptica puede ocurrir sin una participación de fotones. Por otra parte, Si y Ge tienen una banda prohibida indirecta, y la fuerza de absorción es débil cerca del borde de banda.	56

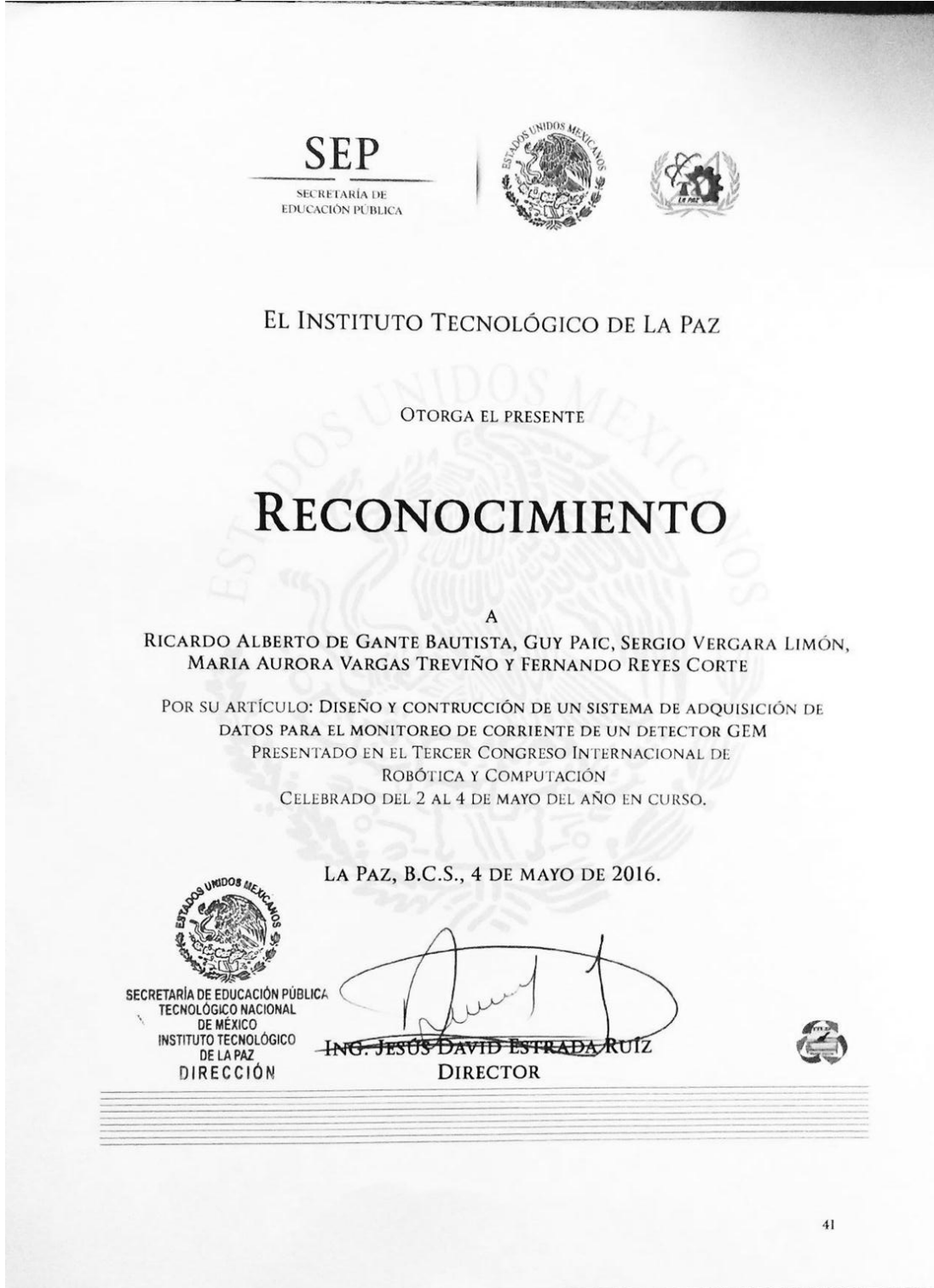
Figura 3.12: Muestra el intervalo de banda y las longitudes de onda de corte para varios semiconductores junto con la respuesta relativa del ojo humano.....	57
Figura 3.13: La curva de la capacidad de respuesta de un detector ideal.....	58
Figura 3.14: Estructura del fotodiodo PIN	59
Figura 3.15: Circuito de prueba PIN fotodiodo.	60
Figura 3.16: PIN fotodiodo bajo iluminación operado en modo fotoconductorio	61
Figura 3.17: Fotodiodo PIN conectado a un amplificador de transimpedancia para convertir la fotocorriente en voltaje.	62
Figura 3.18: Esquema de un rayo de luz pasando del aire al núcleo de la fibra óptica	63
Figura 3.19: Fibra óptica	64
Figura 3.20: Circuito para caracterización VCSEL	64
Figura 3.21: Grafica Potencia Óptica VS Corriente	66
Figura3.22: Resistencia VS Corriente.	67
Figura 3.23: Corriente VS Voltaje	67
Figura 3.24: Relación niveles lógicos y potencia óptica	68
Figura3.25: Resistencia de carga equivalente del OPA659 para el driver.	68
Figura 3.26: Diagrama eléctrico del driver VCSEL.	69
Figura 3.28: Diagrama a bloques caracterización PIN Fotodiodo	69
Figura 3.29: Respuesta PIN fotodiodo.	70
Figura 3.30: Driver PIN fotodiodo	71
Figura 3.31: Driver PIN con salida digital con MAX999.....	72
Figura 3.32: Enlace óptico para prueba de comportamiento analógico.....	73
Figura 4.1: FPGA Cyclon II	74
Figura 4.2: Diagrama a bloques de la tarjeta 3	74
Figura 4.3: Diagrama de tiempos de funcionamiento del ADC.	75
Figura 4.4: Firmware de configuración del ADC	76
Figura 4.5: Bloque programado del ADC.	77
Figura 4.6: Diagrama a bloques comunicación Wi-Fi.	78
Figura 4.7: Identificación Bytes enviados.	78
Figura 4.8. Trasmisión UART.	79
Figura 4.9: Firmware modulo Wi Fi	79
Figura 4.10: Respuesta del analizador lógico del FPGA	80
Figura 4.11: Diagrama a bloques firmware para el enlace óptico.	80
Figura 4.12: Diagrama de tiempos “BIPHASE MARK ENCODER”	81
Figura 4.13: Diagrama de flujo envió de datos.	82
Figura 4.14: Programación en QuartusII envió de datos por codificación BIPHASE MARK ENCODER	83
Figura 4.15: Diagrama a bloques decodificación.....	83
Figura 4.16: Diagrama de flujo deserilizacion de dato.....	84
Figura 4.17: Firmware para obtener reloj de decodificación.....	85
Figura 4.18: Firmware decodificador.....	85
Figura 4.20: Diagrama a bloques software.....	87
Figura 4.21: Diagrama de flujo decodificación bytes.....	88
Figura 4.22: Programación LabView recepción de bytes.....	89
Figura 4.23: Diagrama de flujo obtención dato ADC.....	90
Figura 4.24: Programación LabVIEW generación de byte y dato de salida.....	91

Figura 4.25: Obtención del promedio.....	93
Figura 4.26: Programación en LabVIEW interpretación corriente.....	93
Figura 2.27: Pantalla del monitor de corriente.....	94
Figura 4.28: Pantallas en operación firmware y software.....	95
Figura 5.1: Circuito de caracterización del medidor de corriente.....	96
Figura 5.2 Arreglo experimental laboratorio caracterización tarjeta prototipo.....	96
Figura 5.3; Medidor de corriente prototipo..	97
Figura 5.4: Tabla de resultados caracterización.....	97
Figura 5.5: Grafica de datos obtenida del circuito de caracterización.....	98
Figura 5.6: Grafica de datos obtenida del circuito de caracterización a) Medición bajos voltajes, b) Medición hasta 1v.	98
Figura 5.7: Circuito para realizar las pruebas del medidor de corriente.....	99
Figura 5.8: Arreglo experimental para pruebas en el ICN..	99
Figura 5.9: Conexión del medidor de corriente y el FPGA.....	100
Figura 5.10: GEM del ICN.....	100
Figura 5.11: Respuesta del GEM a) con RC b) sin RC sin monitor de corriente.....	101
Figura 5.12: Diagrama de conexión medidor de corriente prototipo con el DRIFT GEM con RC.....	101
Figura 5.13: Diagrama de conexión medidor de corriente prototipo con el DRIFT GEM con RC.....	102
Figura 5.14: Respuesta del GEM plano DRIFT conectado el medidor de corriente a)con RC, b)sin RC.....	102
Figura 5.15: Respuesta del monitor de corriente a)con filtro RC, b)sin filtro RC.....	103
Figura 5.16: Registro de cambio de voltaje aplicado al GEM.....	103
Figura 5.17: Diagrama de conexión medidor de corriente prototipo con el TOP1 GEM con RC.....	104
Figura 5.18: Diagrama de conexión medidor de corriente prototipo con el TOP1 GEM con RC.....	104
Figura 5.19: Respuesta del GEM plano TOP1 conectado el medidor de corriente a)con RC, b)sin RC.....	105
Figura 5.20: Respuesta del monitor de corriente conectado TOP1 a)con filtro RC, b)sin filtro RC.....	105
Figura 5.21: Diagrama de conexión medidor de corriente prototipo con el BOTTOM1 GEM con RC.....	106
Figura 5.22: Diagrama de conexión medidor de corriente prototipo con el BOTTOM1 GEM con RC.....	106
Figura 5.23: Respuesta del GEM plano BOTTOM1 conectado el medidor de corriente a)con RC, b)sin RC.....	107
Figura 5.24: Respuesta del monitor de corriente conectado BOTTOM1 a)con filtro RC, b)sin filtro RC.....	107
Figura 5.25: Diagrama de conexión medidor de corriente prototipo con el TOP2 GEM con RC.....	108
Figura 5.26: Diagrama de conexión medidor de corriente prototipo con el TOP2 GEM con RC.....	108
Figura 5.27: Respuesta del GEM plano TOP2 conectado el medidor de corriente a)con RC, b)sin RC.....	109

Figura 5.28: Respuesta del monitor de corriente conectado TOP2 sin filtro RC.....	110
Figura 5.29: Respuesta del monitor de corriente promedio 40 muestras conectado TOP2 sin filtro RC.....	110
Figura 5.30: Monitor de corriente versión uno.....	112
Figura 5.31: a) Medidor de corriente b) FPGA CyclonIII.	112
Figura 5.32: Modificación tarjeta 18 bits para caracterización.	113
Figura 5.33: Tabla de resultados experimentales caracterización PCB medidor de corriente.	113
Figura 5.34: Grafica caracterización a) PCB y b) prototipo.	114
Figura 5.35: Grafica caracterización escala menor a) PCB y b) prototipo.....	114
Figura 5.36: Grafica comparación niveles de ruido.	115
Figura 5.37: Instrumentación sistema de monitoreo de corriente.	115
Figura 5.38: Circuito de operación del GEM sin medidor de corriente.....	116
Figura 5.39: Respuesta del GEM sin filtros RC.....	117
Figura 5.40: Conexión TOP1 del monitor de corriente.	117
Figura 5.41: Respuesta del GEM a) sin medidor de corriente, b) con medidor de corriente.....	118
Figura 5.42: Respuesta del monitor de corriente en TOP1 a) respuesta continua, b) respuesta promedio 40 muestras.....	118
Figura 5.43: Conexión BTTOM1 con el monitor de corriente.....	119
Figura 5.44: Respuesta del GEM BOTTOM1 a) sin medidor de corriente b) con medidor de corriente.....	119
Figura 5.45: Respuesta del monitor de corriente en BOTTOM1 a) respuesta continua, b) Promedio 40 muestras.	120
Figura 5.46: Conexión del medidor de corriente en el GEM TOP2	120
Figura 5.47: Respuesta del GEM TOP2 a) sin medidor de corriente b) con medidor de corriente.....	121
Figura 5.48: Respuesta continúa del monitor de corriente en TOP2.	121
Figura 5.49: Respuesta del monitor de corriente en TOP2 promedio de 40 muestras	122

APENDICE A

Constancia de congreso;



DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN SISTEMA DE ADQUISICION DE DATOS PARA EL MONITOREO DE CORRIENTE DE UN DETECTOR GEM

Ricardo Alberto De Gante Bautista.
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla.
Facultad de Ciencias de la Electrónica, México.
Email: ricardoalberto.degante@alumno.buap.mx

Sergio Vergara Limon.
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla
Facultad de Ciencias de la Electrónica, México.
Email: svergara2@hotmail.com

Guy Paic
Universidad Nacional Autónoma de México
Instituto de Ciencias Nucleares, México.
Email: Guy.Paic@cern.ch

M. Aurora Dioxcora Vargas Treviño.
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla.
Facultad de Ciencias de la Electrónica, México.
Email: auroravargast@hotmail.com

Fernando Reyes Cortes.
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla.
Facultad de Ciencias de la Electrónica, México.
Email: fernando.reyes@correo.buap.mx

Resumen: ALICE es el gran experimento colisionador de iones parte del programa del LHC (Large Hadron Collider) del CERN situado en la frontera de Suiza y Francia. Actualmente el espectrómetro de ALICE está instalado en el punto 2 que se encuentra en el lado Francés del CERN. El espectrómetro de ALICE consiste en 16 detectores, uno de ellos es el detector cámara de proyección de tiempo (TPC, Time Projection Chamber). El principal objetivo de este detector es determinar el momento y tipo de partícula entregando una imagen tridimensional de la partícula detectada. Se han desarrollado nuevos detectores para ser instalados en la TPC, denominados GEM (GAS ELECTRON MULTIPLIER), los cuales permiten detectar partículas o electrones, los GEM amplifican la partícula detectada para poder procesar después la información, como característica importante los GEM trabajan con alto voltaje y en función al proceso de amplificación de las partículas o electrones se producen descargas eléctricas aleatoriamente durante la operación de la TPC. En este trabajo se describe una idea general del funcionamiento de los detectores GEM, se ha diseñado e instrumentado un sistema de monitoreo de corriente que funcione con el alto voltaje, que permita visualizar y medir las descargas en este detector durante su operación, sin interferir con su funcionamiento normal. Con la información que se obtenga se considera determinar el desgaste y tiempo de vida útil del detector, en función a la información obtenida, esta

información se mostrara y almacenara de forma inalámbrica en una PC.

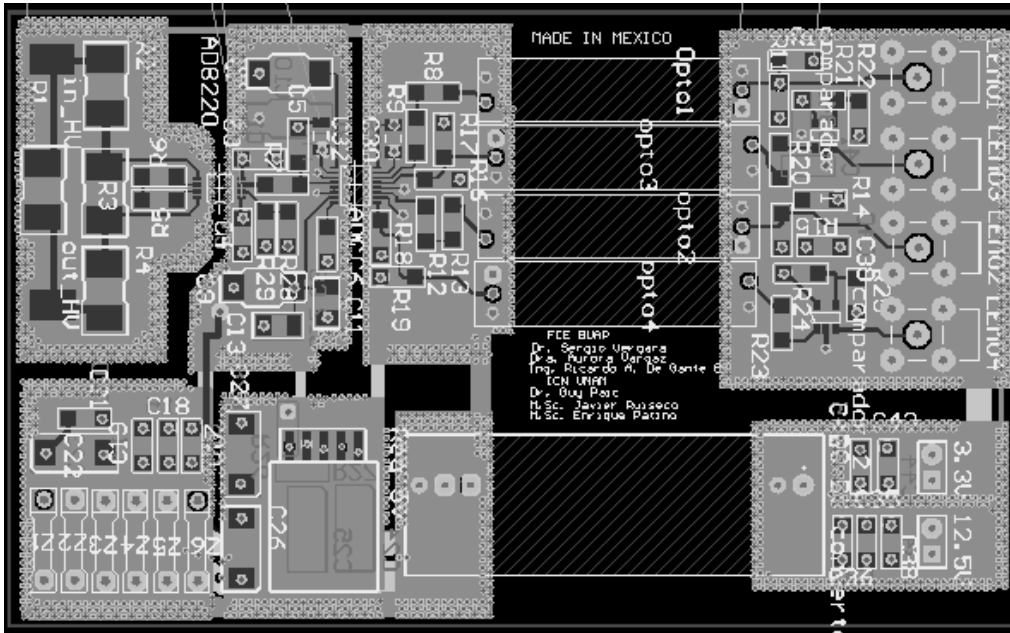
Abstract:

ALICE is the great collider ions experiment, is part of the LHC (Large Hadron Collider) CERN program in located between Switzerland and France. At present the ALICE spectrometer was installed in the point 2 which is located at the CERN French side. The ALICE spectrometer consist in 16 detectors, one of them is the TPC (Time Projection Chamber). The main objective of this detector is determine the moment and type of particle, providing a three-dimensional image of the particle detected. Developing new detectors to be installed in the TPC, the name of these detectors is GEM (Gas Electron Multiplier), detect particles or electrons, GEM amplifies the detected particle, for later process the information, as important characteristic, the GEM works with high voltage and according to the process of amplification of the particles or electrons, electric shock occurring during operation of the TPC. In this paper describe a general idea of the GEM detector function, was designed and instrument a monitoring system current, this system work with high voltage and permit measure electrical shocks in the detector during normal operation. With the information obtained is determined wear and lifetime of the detector. The information display and stored wirelessly to a PC.

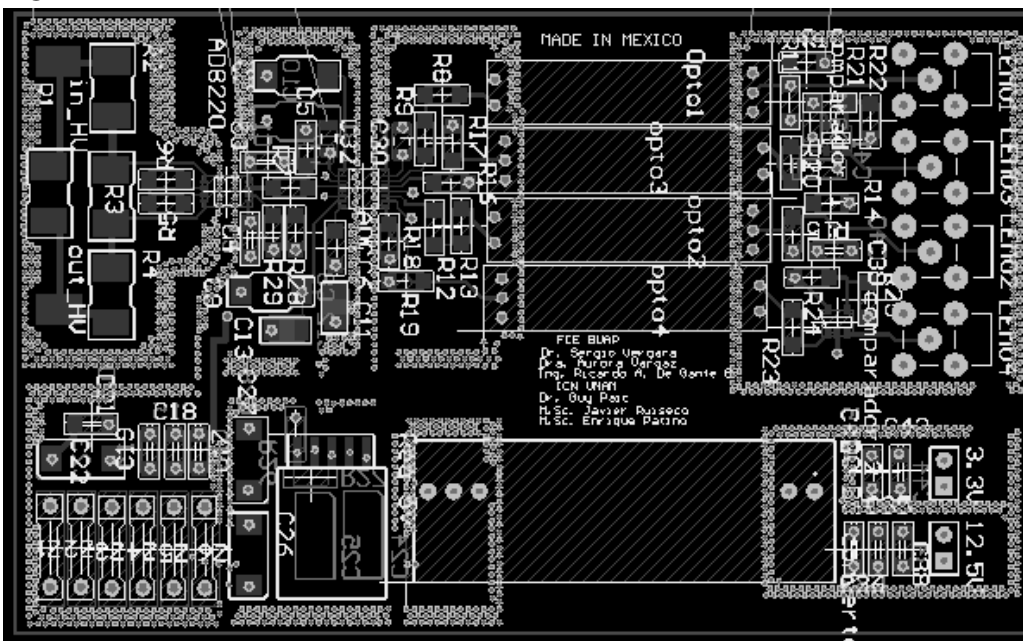
APENDICE C

Circuitos impresos por capa:

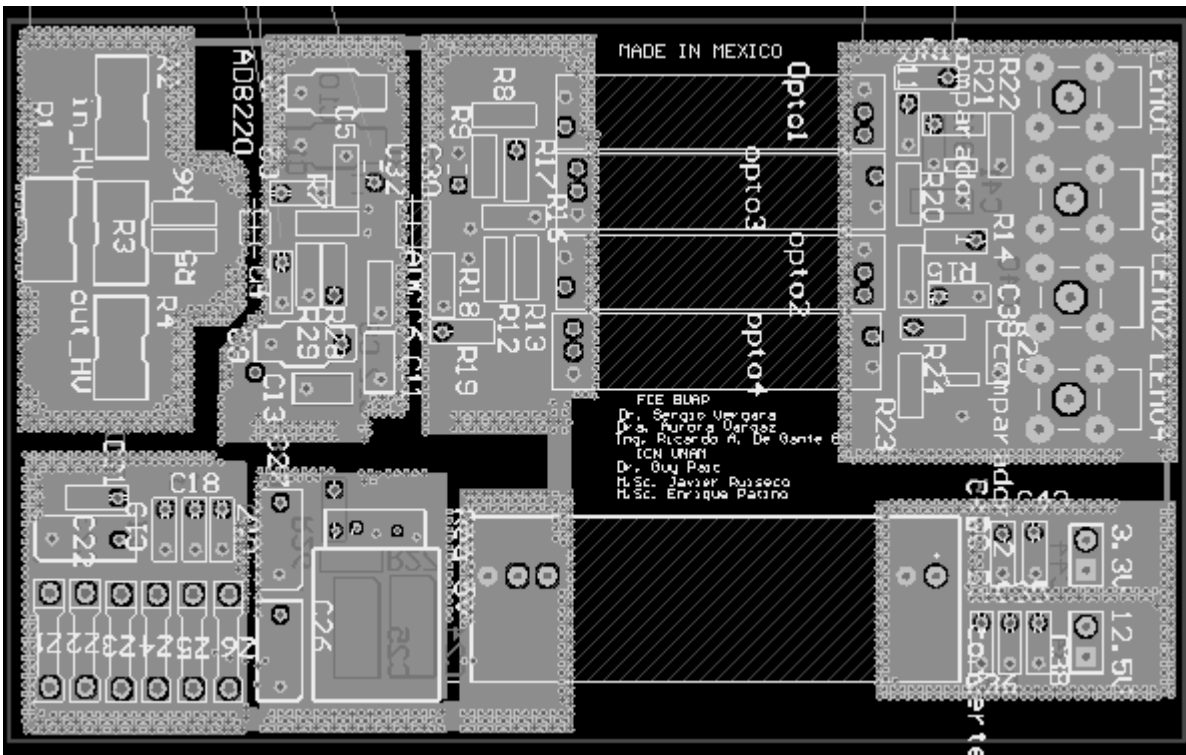
Tarjeta medidor de corriente:



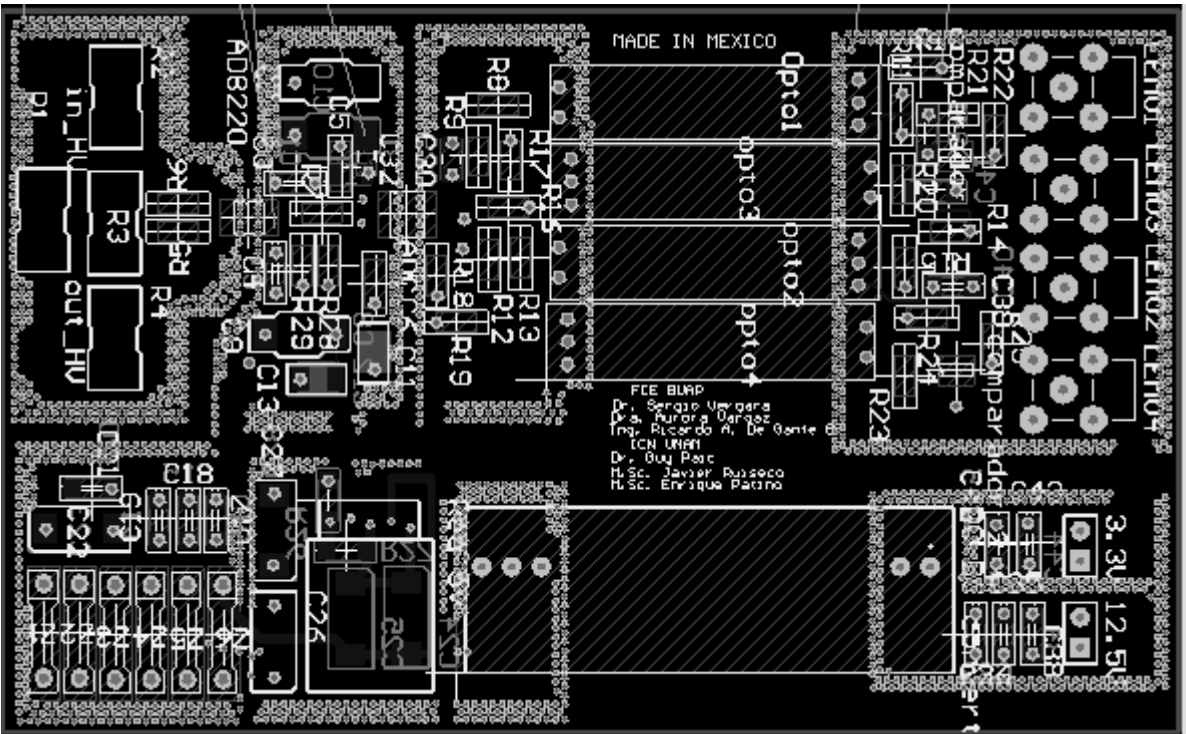
TOP:



GNG:



BOTTOM:



VCC:

