



Benemérita Universidad Autónoma de Puebla

Facultad de Ciencias de la Computación

Doctorado en Ingeniería del Lenguaje y del
Conocimiento

Título de Tesis

**Sistema de monitoreo de corriente para aplicaciones con
alto voltaje en un rango de picoamperes a
microamperes**.**

Tesis presentada para obtener el grado de Doctor en
Ingeniería del Lenguaje y del Conocimiento.

Presenta

M. C. Rabi Soto Camacho*

Director de Tesis

Dra. María Aurora Diozcora Vargas Treviño (FCE-
BUAP)

Asesor

Dr. Guy Paic (ICN-UNAM)

Puebla, México 15/06/2021

*Becario Conacyt

**Proyecto DGAPA PAPIIT IN116820

AGRADECIMIENTOS

Para empezar, quiero agradecer a Dios por la vida que tengo, porque hasta el momento los límites que pueda tener solo han estado en mi mente y que, aunque en ocasiones pienso que no puedo hacer algo, siempre me ha otorgado la sabiduría, paciencia y sobre todo las ganas para lograr lo que me he propuesto tanto en mi vida personal cómo en mi vida académica.

Quiero agradecer a mis padres que me apoyaron de forma incondicional en todas mis decisiones y que, aunque en ocasiones no estaban del todo de acuerdo eso no fue un impedimento para que me apoyaran y me dejaran seguir este camino que me ha llevado a un crecimiento personal tanto en el conocimiento como en el desarrollo humano lo cual me ha servido para tomar las decisiones hacia el futuro que quiero tener cómo persona.

De manera personal le agradezco a mi madre por ser esa parte emocional en mi vida, esa parte que representa el cariño y comprensión. A mi padre le agradezco ser además de la parte de comprensión también un poco de exigencia puesto que es fundamental en el desarrollo profesional y personal de un hijo. Agradezco a ambos la parte moral y esfuerzo que con su ejemplo he podido lograr este desarrollo profesional al que he llegado en este día. También a mi hermana y familiares los cuales en conjunto con mis padres han sido un pilar de apoyo y comprensión para mí en este camino que he decidido seguir.

Agradezco a mis Sinodales, por contribuir con sus conocimientos y consejos académicos para la correcta elaboración del presente trabajo.

A CONACYT por su apoyo y soporte económico a lo largo de mis estudios realizados en el doctorado LKE BUAP y por el interés en apoyar la formación de investigadores en México.

Al Proyecto DGAPA PAPIIT IN116820 de la UNAM, por haber financiado este proyecto de tesis, llegando con ello a su término exitosamente.

También agradezco a mi asesora la Dra. María Aurora Vargas Treviño por sus consejos, apoyo y sobre todo paciencia hacia mi persona ya que en ocasiones no he sido el mejor estudiante o asesorado que pueda haber. Así también, agradezco a mi coasesor, el Dr. Guy Paic del Instituto de Ciencias Nucleares de la UNAM, por haber confiado en mí, por la paciencia, enseñanzas y por la dirección de este trabajo.

Agradezco a la coordinadora del programa de doctorado LKE, la Dra. Darnes Vilariño Ayala por el apoyo brindado durante mi tiempo en el programa de doctorado.

Gracias a mis compañeros de la generación 2017-1 del LKE, quienes me brindaron su apoyo y amistad en los momentos buenos y también durante los malos, que se presentaron a lo largo de nuestro desarrollo personal y profesional en el posgrado, por las vivencias que tuvimos a lo largo de esta etapa de nuestras vidas, los momentos de estudio y aprendizaje que tuvimos

dentro y fuera de los salones de clases; también los momentos de ocio, estos son recuerdos que siempre tendré en mi mente ya que como ocurre, al inicio éramos unos desconocidos, pero al paso del tiempo en el programa de posgrado y las vivencias que se tuvieron se formaron lazos de amistad que agradezco y siempre los llevaré en mi mente y en mi corazón.

MUCHAS GRACIAS.

Rabi Soto Camacho.

DEDICATORIA

Este trabajo se lo dedico primero al padre celestial que, aunque en ocasiones he tenido dudas, me ha levantado y acompañado a lo largo de este camino que he decidido seguir. A mis padres, ya que gracias a su educación y ejemplos he llegado hasta esta etapa de mi vida, esos ejemplos espero poderlos llevar siempre conmigo para bien, en cualquier lugar que me encuentre y poder seguir siendo una persona que busca la verdad, la bondad y la virtud en la vida, pues esas son las cosas más importantes que debemos buscar como individuos.

Contenido

Introducción	1
Capítulo 1	1
Fundamentos y Requerimientos del amperímetro	1
1.1 Discusión del Estado del Arte.....	1
1.2 Atenuación de onda electromagnética en el cobre.....	6
1.3 Jaula de Faraday	7
1.4 Planos y Semiplanos de Tierra	10
1.5 Filtraje para eliminar el voltaje de rizo de una fuente de CD.....	11
1.6 Puntos de baja impedancia	13
1.7 Señales diferenciales.....	15
1.8 Propuesta de una nueva metodología para reducir la EMI.	16
Conclusiones.....	18
Capítulo 2	19
Una nueva metodología para la reducción de la Interferencia electromagnética	19
2.1 Cálculo de Coeficiente de transmisión de ondas Electromagnéticas.....	21
2.2 Verificación experimental.....	28
Prueba 1:.....	31
Prueba 2:.....	34
Prueba 3:.....	37
Prueba 4:.....	40
Prueba 5.....	42
Prueba 6	44
Conclusiones.....	49
Capítulo 3	50
Diseño de un amperímetro con escala ajustable	50
3.1.1 Amplificador de instrumentación	55
3.1.2 Convertidor analógico digital de 18 bits	57
3.1.3 Convertidor DC-DC (MED-FS16U)	60
3.1.4 Configuración del circuito regulador de voltaje TPS75501	60
3.1.5 Optoacopladores.....	62
3.2 Diseño de la tarjeta de circuito impreso PCB	63

3.3 Proceso de calibración para cada escala del amperímetro.....	67
Conclusiones.....	71
Capítulo 4	72
Sistema de monitoreo con autoescala	72
4.1 Firmware del sistema de monitoreo con autoescala	73
4.2 Software	81
4.2.1 Identificación de bytes recibidos	81
4.2.2 Concatenación de los bytes recibidos.....	82
4.2.3 Interpretación de datos	83
Conclusiones.....	86
Capítulo 5	87
Resultados experimentales del monitor de corriente con auto escala	87
Conclusiones.....	92
CONCLUSIONES GENERALES	93
REFERENCIAS	95
APENDICE A	97
APENDICE B	98
APENDICE C	99
APENDICE D	111
APENDICE D	116

Índice de figuras

Figura I. Ubicación de los 4 mayores experimentos en el programa del Gran Colisionador de Hadrones (LHC) que se está desarrollando en el CERN.	II
Figura II. Detectores del experimento ALICE.....	III
Figura III. Representación de la TPC.	V
Figura IV. Colocación de Detectores GEM en la TPC.....	V
Figura V. Placa de un Detector GEM.....	VI
Figura VI. Fotografía de un microscopio electrónico de un GEM.	VI
Figura VII. Simulación del funcionamiento de la multiplicación de electrones en un GEM.....	VII
Figura VIII. Módulo de Alto Voltaje CAEN SY4527.	IX
Figura IX. Amperímetros comerciales. (a) Amperímetro Keithley 6485. (b) Amperímetro Hioki SM7420	IX

Figura X. Representación de una jaula de Faraday.....	XIII
Figura XI. Representación de plano de tierra con una interferencia electromagnética entre pistas en una tarjeta de circuito impreso.....	XIII
Figura 1.1 Penetración de una señal de interferencia electromagnética (EMI) en el cobre.....	7
Figura 1.2. Aplicación del blindaje para reducir la EMI. En la figura podemos ver la aplicación de blindaje para aislar ya sea la fuente de ruido o el sistema de ruidos externos.....	9
Figura 1.3. Representación de interferencia electromagnética en una tarjeta de circuito impreso.....	11
Figura 1.4. Voltaje de rizo de una fuente de alimentación. En la figura se puede visualizar el efecto del rizo provocado por la carga y descarga en la fuente de alimentación.....	11
Figura 1.5. Fuente de voltaje con filtro EMI. En esta figura podemos observar un filtro EMI con la finalidad de disminuir las interferencias provenientes de la fuente de alimentación.....	12
Figura 1.6. Arreglo de filtro EMI. Estos arreglos pueden realizarse con dispositivos pasivos cómo resistencias, capacitores e inductores.....	13
Figura 1.7. Interferencia entre pistas. Se aprecia cómo existe interferencia de una pista a otra y el efecto de la colocación de capacitores a tierra para la disminución de este.....	13
Figura 1.8 Capacitores superficiales conectados a una PCB como puntos de baja impedancia.....	14
Figura 1.9. Representación de señales diferenciales. Podemos apreciar la señal diferencial representada por los conductores $V +$ y $V -$ donde tenemos 2 voltajes, uno positivo y otro negativo, el voltaje resultante ΔV se obtiene al realizar la diferencia de estos voltajes.....	15
Figura 1.10. Propuesta de técnica. a) ejemplo de propuesta para separar señales analógicas y mixtas, b) representación de barrera de vías en tarjetas de señales mixtas.....	17
Figura 2.1. Representación de vía metálica.....	19
Figura 2.2. Disminución de interferencia por vías. En esta imagen tenemos una representación del efecto de atenuación de interferencias por el uso de vías, cómo se aprecia al colocar una vía hay una reflexión de las ondas teniendo así una atenuación.....	20
Figura 2.3 Propuesta de técnica. (a) ejemplo de propuesta para separar señales analógicas y mixtas y (b) representación de barrera de vías en tarjetas de señales mixtas.....	20
Figura 2.4. Representación de transmisión y reflexión de una onda con incidencia normal.....	21
Figura 2.5. Gráfica de coeficientes de transmisión.....	27
Figura 2.6. Arreglo experimental.....	30
Figura 2.7. Puntos de medición en tarjetas de pruebas.....	31
Figura 2.8. Tarjeta sin vías, como barrera colocamos solamente la utilización de la técnica de segmentación de planos para determinar si su sola utilización atenúa	

de manera considerable las EMI. a) Tarjeta diseñada en donde el lado A es sin aplicar la señal y el lado B es donde se aplica la señal de prueba. b) Puntos de medición en la tarjeta.	32
Figura 2.9. Resultados de medición en los puntos de prueba.	33
Figura 2.10. Función de transferencia vs la frecuencia. (a) Escala lineal y (b) Escala en decibelios.	34
Figura 2.11. Tarjeta de circuito impreso con 1 línea de vías. a) Diseño de la tarjeta y b) Imagen que muestra los puntos de medición en la tarjeta.	35
Figura 2.12. Resultados de medición en los puntos de prueba tarjeta 1 vía. En la gráfica se observan que todas las mediciones de los puntos SPP1 a SPP5 son iguales por eso tienen el mismo color (azul) y se sobreponen, lo mismo ocurre con las mediciones de los puntos NPP1 a NPP5 (color rojo).	36
Figura 2.13. Función de transferencia vs la frecuencia de las mediciones obtenidas colocando una línea de vías en lado B del PCB. (a) Escala lineal y (b) Escala en decibelios.	37
Figura 2.14. Tarjeta de circuito impreso con 1 línea de vías en el lado A. (a) Diseño de la tarjeta y b) Imagen que muestra los puntos de medición en la tarjeta.	37
Figura 2.15. Resultados de medición en la tarjeta de pruebas 1 vía después del plano segmentado. Como en la prueba anterior los resultados de SPP1 a SPP5 son iguales y se sobreponen (azul) y los puntos NPP1 a NPP5 también son iguales (rojo).	39
Figura 2.16. Función de transferencia en escala lineal y logarítmica de la tarjeta con una línea de vías en el lado A (a) Gráfica en escala lineal (b) Gráfica en escala logarítmica.	39
Figura 2.17. Tarjeta de circuito impreso con dos líneas de vías en el lado B. (a) Diseño de la tarjeta y (b) Imagen que muestra los puntos de medición en la tarjeta.	40
Figura 2.18. Resultados de medición tarjeta de pruebas 2 vías señal en plano segmentado. Los puntos SPP1 a SPP5 son iguales por eso tienen el mismo color (azul) y se sobreponen, lo mismo ocurre con las mediciones de los puntos NPP1 a NPP5 (color rojo).	41
Figura 2.19. Función de transferencia en escala lineal y logarítmica de la tarjeta con dos líneas de vías en el lado B (a) Gráfica en escala lineal (b) Gráfica en escala logarítmica.	42
Figura 2.20. Tarjeta de circuito impreso con dos líneas de vías en el lado A. (a) Diseño de la tarjeta y (b) Imagen que muestra los puntos de medición en la tarjeta.	42
Figura 2.21. Resultados de medición tarjeta de pruebas 2 vías después del plano segmentado. En la gráfica tenemos que todas las mediciones de los puntos SPP1 a SPP5 son iguales por eso tienen el mismo color (azul) y se sobreponen, lo mismo ocurre con las mediciones de los puntos NPP1 a NPP5 (color rojo).	44
Figura 2.22. Función de transferencia en escala lineal y logarítmica de la tarjeta con dos líneas de vías en el lado A (a) Gráfica en escala lineal (b) Gráfica en escala logarítmica.	44

Figura 2.23. Tarjeta de circuito impreso con dos líneas de vías en el lado A y B. (a) Diseño de la tarjeta y (b) Imagen que muestra los puntos de medición en la tarjeta.	45
Figura 2.24. Resultados de medición tarjeta de pruebas 4 vías. Cómo ocurrió con las pruebas anteriores los puntos SPP1 a SPP5 son iguales por eso tienen el mismo color (azul) y se sobreponen, lo mismo ocurre con las mediciones de los puntos NPP1 a NPP5 (color rojo).	46
Figura 2.25. Función de transferencia en escala lineal y logarítmica de la tarjeta con dos líneas de vías en el lado A y dos líneas de vías en el lado B, en total se tiene una barrera conformada por 4 líneas de vía. (a) Gráfica en escala lineal (b) Gráfica en escala logarítmica.	47
Figura 2.26. Función de transferencia vs la frecuencia. Incluye las mediciones de los 4 casos estudiados, debido a que los resultados experimentales son los mismos, sin importar en qué lado A o B se coloquen las líneas de vías, solo se presenta una sola curva en cada caso. (a) Escala lineal y (b) Escala en decibelios.	47
Figura 3.1. Diagrama a bloques del amperímetro.	50
Figura 3.2. Arreglo de resistencias y diodos usado para proteger del alto voltaje a los amperímetros.	52
Figura 3.3. Diagrama electrónico del medidor de corriente.	54
Figura 3.4. Diagrama eléctrico de la etapa de amplificación.	55
Figura 3.5. Conexión del ADC 18 bits para su funcionamiento en modo pseudodiferencial.	57
Figura 3.6. Bits positivos y negativos ADC.	58
Figura 3.7. Diagrama eléctrico del ADC.	58
Figura 3.8. Diagrama de tiempo ADC. En esta imagen tenemos el funcionamiento del ADC desde que se envía la señal de conversión, el periodo de conversión y el envío de los bits de forma serial.	59
Figura 3.9. Respuesta del ADC 18 bits. En esta imagen podemos apreciar el funcionamiento del convertidor de 18 bits.	59
Figura 3.10. Diagrama eléctrico del convertidor DC-DC.	60
Figura 3.11. Arreglo de diodos Zener para protección y limitación de consumo de corriente.	61
Figura 3.12. Circuito regulador para voltaje de 5 V.	61
Figura 3.13. Diagrama eléctrico del optoacoplador.	63
Figura 3.14. Distribución de los semiplanos de tierra de alto y bajo voltaje. Los 6 semiplanos a, b, c, d, e y f a la izquierda del PCB están conectados a la tierra de alto voltaje y los 2 semiplanos h y g a la derecha del PCB están conectados a la tierra de bajo voltaje.	64
Figura 3.15. Distribución de las vías para formar 8 escudos con el fin de disminuir la EMI entre cada una de las 8 áreas mostradas.	65
Figura 3.16. Foto de la PCB. (a) PCB sin componentes and (b) PCB con componentes.	65
Figura 3.17. Interfaz de usuario del amperímetro diseñado.	66
Figura 3.18. Arreglo experimental para calibración de los amperímetros.	67
Figura 3.19. Ajuste de la recta con mínimos cuadrados.	69

Figura 3.20. Ajuste de calibración. (a) Resultado de caracterización de amperímetro con rango de 0 a 100nA. (b) Resultado de caracterización de amperímetro con rango de 0 a 1μA. (c) Resultado de caracterización de amperímetro con rango de 0 a 10μA	71
Figura 4.1. Diagrama general del sistema de monitoreo con autoescala.	72
Figura 4.2. Diagrama a bloques firmware FPGA.	74
Figura 4.3. Diagrama de tiempos de funcionamiento del ADC.....	75
Figura 4.4. Diagrama a bloques de Firmware para la obtención y digitalización de los datos de los ADC de los 3 amperímetros.....	76
Figura 4.5. Transmisión UART	77
Figura 4.6. Firmware modulo Wi-Fi.....	77
Figura 4.7. Diagrama a bloques del Firmware	79
Figura 4.8. Diagrama de tiempos del firmware.....	80
Figura 4.9. Diagrama a bloques del software.	81
Figura 4.10. Diagrama de flujo para recuperar los tres bytes.	82
Figura 4.11. Diagrama de flujo para recuperar los 18 bits del ADC.....	83
Figura 4.12. Obtención de promedio para suavizado.	85
Figura 4.13. Pantalla del monitor de corriente.	86
Figura 5.1. Arreglo experimental con el Sistema de monitoreo de corriente conectado al GEM.	87
Figura 5.2. Diagrama a bloques del arreglo experimental para medir la corriente en las capas del GEM.	88
Figura 5.3. Corriente medida en la capa del GEM TOP 1. (a) Corriente en estado estable, (b) Corriente con una descarga, Las gráficas muestran las mediciones de corriente en escala logarítmica.	88
Figura 5.4. Corriente medida en la capa del GEM BOTTOM 1. (a) Corriente en estado estable, (b) Corriente con una descarga, Las gráficas muestran las mediciones de corriente en escala logarítmica.	89
Figura 5.5. Corriente medida en la capa del GEM TOP 2. (a) Corriente en estado estable, (b) Corriente con una descarga, Las gráficas muestran las mediciones de corriente en escala logarítmica.	89
Figura 5.6. La Fuente de radiación (Fe-55) sobre el GEM.....	90
Figura 5.7. Cambio de corriente medido en la capa del GEM TOP2 por el efecto de la fuente de radiación.	90
Figura 5.8. Conexión de sistema de monitoreo de corriente a GEM CERN. En a) tenemos el sistema de monitoreo de corriente conectado a b) una fuente de alto voltaje que alimenta el detector GEM del CERN.....	91
Figura 5.9. Corriente de consumo del detector en estado estable	91
Figura 5.10. Descargas observadas en el funcionamiento del detector	92

Índice de Tablas

Tabla I. Características de los GEMs de la TPC.....	VII
Tabla 1.1. Artículos de referencia.....	3
Tabla 2.1. Mediciones de la tarjeta sin Vías.....	33
Tabla 2.2. Mediciones en la tarjeta con una línea de vías colocadas en el lado B de la tarjeta.....	36
Tabla 2.3. Mediciones de la tarjeta con una línea de vías del lado A.	38
Tabla 2.4. PCB con una línea de dos vías en el lado B.....	41
Tabla 2.5. PCB con una línea de dos vías en el lado A.....	43
Tabla 2.6. PCB con una línea de dos vías en el lado A y B.	46
Tabla 3.1. Tabla de consumo de corriente componentes a 5V.....	53
Tabla 3.2. Características del ADC 18 bits LTC2326-18.....	57
Tabla 3.3. Características del convertidor DC-DC.	60
Tabla 3.4. Principales características del optoacoplador.....	62
Tabla 3.5 Resultados de caracterización de amperímetros.....	68
Tabla 4.1. Identificación bytes enviados.....	77
Tabla 5.1. Resumen de las mediciones obtenidas.	90

Introducción

Actualmente existen grandes avances en el estudio de la física fundamental dando como resultado el desarrollo de experimentos cada vez más sofisticados y potentes los cuales permiten una exploración de la materia a escalas que antes solo se podían teorizar, dichos experimentos requieren de equipos de medición cada vez más precisos y sofisticados para llevar a cabo dicha exploración. En el mundo existen seis laboratorios de física de partículas de altas energías, los más destacados son el Centro Europeo de Investigaciones Nucleares (CERN) y el Laboratorio Nacional Enrico Fermi (Fermilab). 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 Tevatrón, usado para descubrir el quark top. Dos componentes muy importantes del modelo actual de partículas fundamentales fueron descubiertos en Fermilab: el quark bottom (mayo - junio 1977) y el quark top (febrero 1995). En julio 2000, los investigadores del Fermilab anunciaron la primera observación directa del neutrino tauónico, la última partícula fundamental en ser observada. El Tevatrón de 4 millas de circunferencia, y originalmente llamado Doubler de Energía empezó sus funciones en 1983 y fue el acelerador de partículas de más alta energía del mundo hasta el 10 de septiembre de 2008, fecha en que se inauguró el Gran Colisionador de Hadrones (LHC). Los experimentos más importantes del Fermilab son: Laboratorio de fotoinyectores de Fermilab / NICADD (Fermilab / NICADD Photoinjector Laboratory, E886), Programa de investigación del acelerador del LHC de EE. UU. (USA LHC Accelerator Research Program, LARP), Experimento de enfriamiento por ionización de muones (Muon Ionization Cooling Experiment, MICE). La investigación se centra en estudios precisos de las interacciones de protones y antiprotones a las energías más altas disponibles proporcionadas por el colisionador Tevatrón.

El CERN es uno de los centros de investigación de física de partículas más importantes del mundo, donde se llevan a cabo experimentos para investigar la estructura fundamental del universo, para ello, se realizan muchos desarrollos tecnológicos como lo son los aceleradores y detectores de partículas los cuales son diseñados específicamente para este fin. El gran colisionador de hadrones (Large Hadron Collider, LHC) es el acelerador de partículas más grande y de mayor energía que existe y la máquina más grande construida por el ser humano en el mundo, situado cerca de Ginebra, en la frontera entre Francia y Suiza alrededor de cien metros bajo tierra. En el LHC hay cuatro experimentos principales, los detectores ATLAS y CMS investigan primeramente los nuevos tipos de partículas que

puedan ser detectadas en las colisiones del LHC buscando evidencias de la física más allá del modelo estándar, como la supersimetría o dimensiones espaciales extra, así como estudiar aspectos de colisiones de iones pesados. El experimento Gran Colisionador de Iones (A Large Ion Collider Experiment, ALICE) está dedicado al estudio de fenómenos que ocurren cuando la materia normal se somete a temperaturas extremas logradas en colisiones de iones pesados. En tales colisiones la materia sólida ejerce una transición de fase al cuarto estado de la materia- el plasma de quarks y gluones. Finalmente, el LHCb (Large Hadron Collider beauty experiment) es un experimento especializado en física del quark b y en la búsqueda de procesos que hubieran permitido la supervivencia de la materia, aunque las teorías predicen una absoluta simetría de la materia y anti materia de tal manera que el universo de materia tal como lo tenemos no sería posible.

En la figura I se muestra una imagen de representación de la ubicación de los experimentos del CERN.

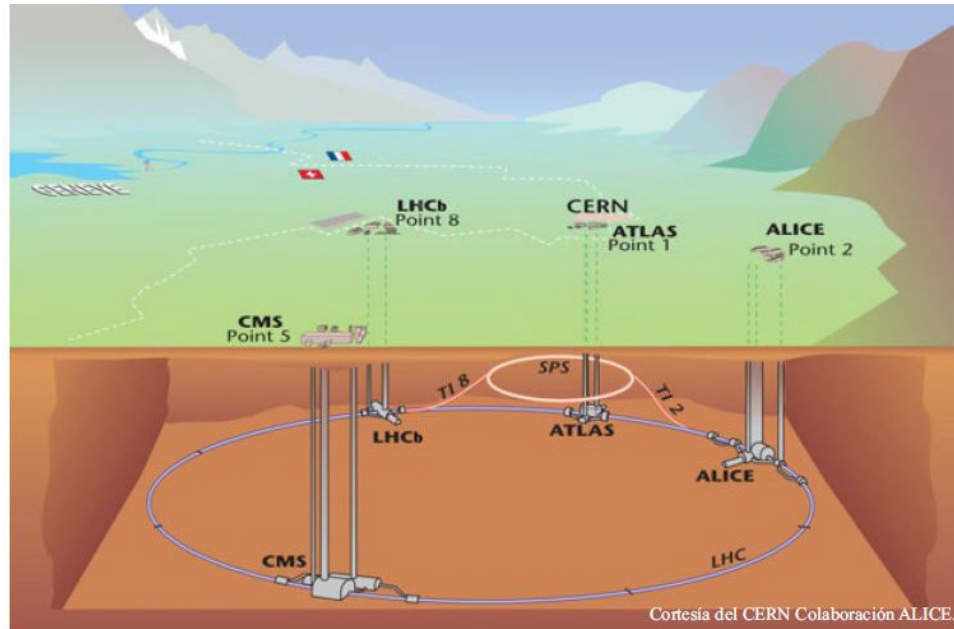


Figura I. Ubicación de los 4 mayores experimentos en el programa del Gran Colisionador de Hadrones (LHC) que se está desarrollando en el CERN.

El presente trabajo se inició en el marco del experimento ALICE de tal manera que a continuación se describe el experimento ALICE con más detalle.

ALICE está optimizado para estudiar colisiones de iones pesados (núcleos de Pb-Pb) energías de centro de masa nucleón-nucleón hasta 5.02TeV. La temperatura y la densidad de energía resultantes permiten la exploración

del plasma de quarks-gluones, un cuarto estado de la materia en el que se liberan quarks y gluones de su confinamiento en el nucleón.

ALICE está compuesto por 19 detectores, entre los que podemos mencionar los siguientes: El Sistema de seguimiento interno (ITS) (que consta de cinco capas de detectores: Detector de Píxeles de Silicio (SPD), Detector de Deriva de Silicio (SDD), Detector de Tira de Silicio (SSD)), Cámara de Proyección de Tiempo (TPC) y Detector de Radiación de Transición (TRD); miden en muchos puntos el paso de cada partícula que lleva una carga eléctrica y brindan información precisa sobre la trayectoria de la partícula. Los detectores de rastreo ALICE se encuentran dentro de un campo magnético, producido por un enorme imán de solenoide rojo, que dobla las trayectorias de las partículas; a partir de la curvatura de las partículas podemos encontrar su momento. Además del ITS y TPC, se necesitan detectores más especializados para revelar la identidad del rango de momentos en la cual se pueden identificar las masas de las partículas emitidas en las colisiones. El TOF (tiempo de vuelo, Time of flight (TOF)) mide el tiempo que cada partícula necesita para viajar desde el lugar de colisión (el vértice) para llegar a él, de modo que se pueda medir su velocidad además de su momento. El detector de identificación de partículas de alto momento (High Momentum Particle Identification Detector, HMPID) mide los fotones generados por el efecto Cherenkov por partículas cargadas en el radiador mientras que el detector Transition Radiation Detector (TRD) permite distinguir entre partículas cargadas pesadas y electrones por la radiación de rayos X emitida de estos últimos en múltiples capas del radiador.

En la figura II se muestra la ubicación de cada uno de los detectores que conforman el experimento ALICE. [1,2].

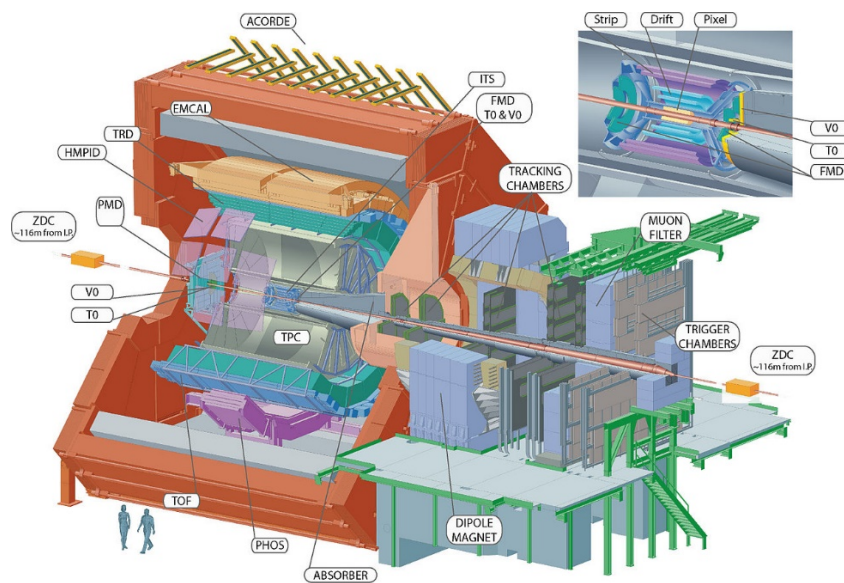


Figura II. Detectores del experimento ALICE.

El detector denominado TPC es el detector principal de seguimiento en el barril central de ALICE, donde su principal reto es hacer frente a las multiplicidades de partículas cargadas producidas en las colisiones Pb-Pb, proporcionando rastreo, medición del momento de las partículas cargadas (con una resolución mejor que 2.5% para electrones con un momento de 4 GeV/c) y la separación de la información para identificación de dichas partículas. El TPC es de forma cilíndrica con un volumen de gas activo que varía en la dirección radial de 85 cm a 250 cm, en la dirección radial, y tiene una longitud de 500 cm a lo largo de la dirección del haz. Un electrodo de alto voltaje (HV) se ubica en su centro axial, que estará alineado con el punto de interacción, dividiendo el volumen de gas en dos regiones de deriva simétricas de 250 cm de longitud. El electrodo HV y dos degradadores de potencial axial opuestos crean un campo electrostático altamente uniforme en las dos regiones de deriva.

Las partículas cargadas que atraviesan el gas dejarán atrás un largo rastro de gas ionizado, dependiendo de la carga eléctrica y el momento de la partícula. Además de la curvatura que permite determinar el momento, la densidad de la ionización permite la identificación de la masa de las partículas.

Una vez establecida la traza, que consiste de pares de electrones y iones, los electrones se empiezan a mover bajo el campo eléctrico hacia las placas terminales. Así la traza se mueve a velocidad constante a cualquiera de las dos placas terminales. Las placas terminales están equipadas con planos de alambre y 560,000 canales electrónicos, detectando el tiempo de llegada y la proyección de las trazas en el plano de detección permitiendo así reconstruir totalmente la trayectoria de la partícula inicial. Las placas de detección del TPC están segmentadas en 18 sectores trapezoidales y equipadas con sensores denominados Multiplicadores de Electrones por Gas (Gas Electron Multiplier, GEM) con un área activa total de 32.5 m². Hay alrededor de 560,000 almohadillas con 3 tamaños diferentes: 4 para las cámaras de lectura internas (IROC), 6 x 10 y 6 x 15 mm² para las cámaras externas (OROC), con 159 filas de almohadillas radialmente.

Los Multiplicadores de Electrones por Gas (Gas Electron Multiplier, GEM), fueron inventados en 1997 en el grupo de desarrollo de detectores de gas (Gas Detector Development Group, GDDG) en el CERN por Fabio Sauli. Conjuntos de detectores de rastreo GEM de tamaño mediano están operando desde principios de 2000 en el Gran Colisionador de Hadrones (LHC) en el CERN.

En la figura III se muestra la TPC con sus componentes.

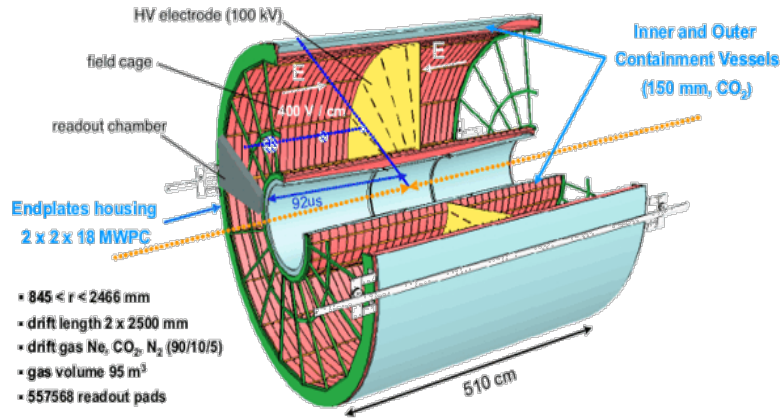


Figura III. Representación de la TPC.

Como se mencionó, la TPC consta de varios detectores GEM dentro de su estructura, dichos detectores están distribuidos sobre toda la cámara teniendo un total de 144 GEMs. Estos GEMs tienen diferentes formas y tamaños como se puede apreciar en la figura IV [3,4].

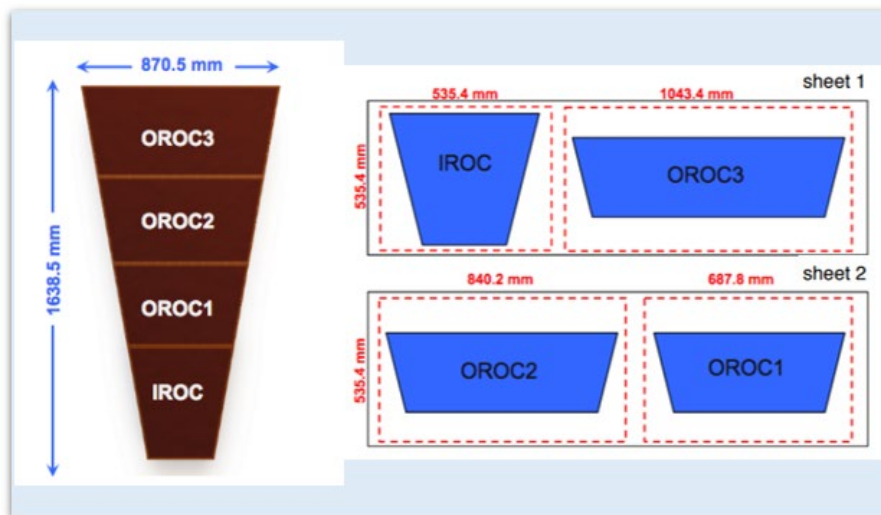


Figura IV. Colocación de Detectores GEM en la TPC.

Los GEM típicos están construidos con una lámina Kapton de 50 a 70 micrómetros de espesor revestida de cobre en ambos lados. En la figura V tenemos una placa de un detector GEM.

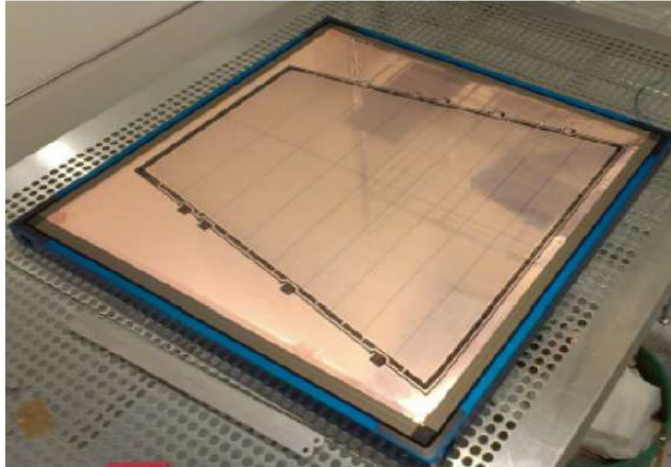


Figura V. Placa de un Detector GEM.

Un proceso de fotolitografía y grabado ácido hace orificios de 30 a 50 micrómetros de diámetro a través de ambas capas de cobre; un segundo proceso de grabado extiende estos orificios a lo largo del kapton. Los pequeños orificios se pueden hacer de forma muy regular y dimensionalmente estable (ver Fig. VI).

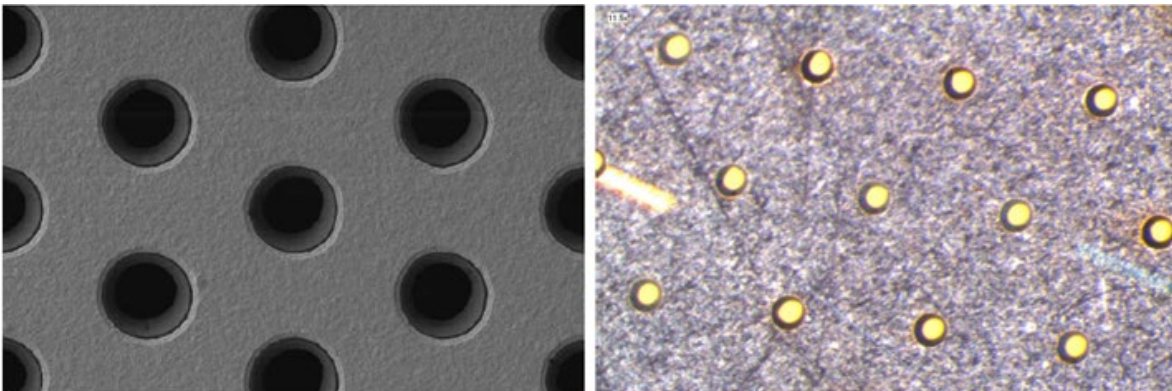


Figura VI. Fotografía de un microscopio electrónico de un GEM.

La forma bicónica 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. Para el buen funcionamiento, se aplican directamente los voltajes requeridos a cada electrodo a través de fuentes de alimentación de alto voltaje independientes y limitadas en corriente con una resistencia de protección de alto valor a través de las dos capas de cobre, lo que genera grandes campos eléctricos en los orificios. En estas condiciones, en presencia de los gases apropiados, un solo electrón que entre en cualquier agujero creará una avalancha que contiene entre 100 y 1000 electrones; esta es la "ganancia" del GEM (ver Fig. VII).

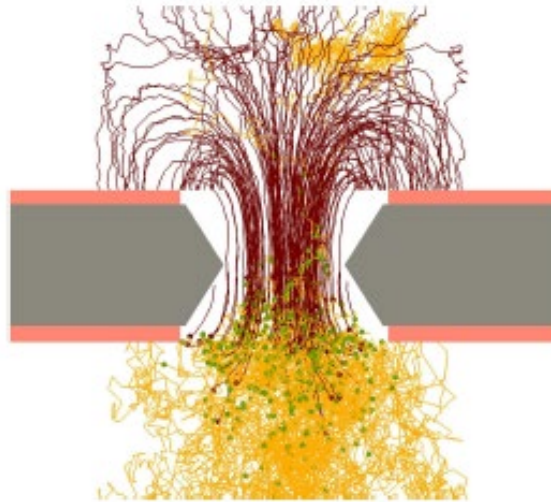


Figura VII. Simulación del funcionamiento de la multiplicación de electrones en un GEM.

Dado que los electrones salen por la parte posterior del GEM, un segundo GEM colocado después del primero proporcionará una etapa adicional de amplificación. Muchos experimentos utilizan filas de GEM dobles o triples para lograr ganancias de un millón o más, por ejemplo, en el Instituto de Ciencias Nucleares de la UNAM se cuenta con un detector GEM doble para realizar pruebas de los sistemas de medición que se desarrollan, en el caso del CERN cómo se mencionó anteriormente en la figura IV, se usan GEMs de diferentes tamaños con forma trapezoidal, los cuales están distribuidos en los OROCs de la TPC, cada uno de estos está conformado por estructuras de GEMs triples cómo se ve en la siguiente tabla.

Tipo de GEM	Largo (mm)	Ancho (mm)	Segmentos de HV	Tamaño promedio del segmento (cm²)
IROC	497	467 (292)	18	93
OROC1	362	595 (468)	20	87
OROC2	380	730 (596)	22	105
OROC3	398	870 (730)	24	122

Tabla I. Características de los GEMs de la TPC.

A continuación, se describen los pasos que se requieren para el correcto funcionamiento del GEM:

- Se debe de cargar o habilitar la entrada de gas al detector, en este caso trabajan con CO₂ (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 como 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 computadora.

Se ha observado en los detectores GEM que se generan ocasionalmente descargas, la descarga en un GEM puede permanecer confinada al multiplicador o propagarse a la siguiente estructura. Se ha encontrado que la energía de la descarga primaria afecta fuertemente la probabilidad de propagación. Dichas descargas pueden ocasionar un deterioro en el material del detector y hacer que funcionen de una manera no adecuada o que dejen de funcionar, estas descargas son muy pequeñas en el rango de unos cuantos nanoamperes a microamperes. Esto se ha reportado y estudiado en algunos artículos tales como: A. Deisting et al [5] presentaron el estudio de las descargas secundarias que ocurren en un detector GEM en funcionamiento normal, los autores mencionan que estas descargas ocurren a unos microsegundos de las primarias debido a la ruptura de un espacio cerca de una lámina de GEM en una descarga primaria a través de ese GEM. Los autores presentaron una propuesta de mitigación mediante la utilización de resistencias conectadas en serie a la fuente de voltaje, cómo un tipo de filtro pasivo. A. Utrobicic et al [6] presentaron el estudio de descargas retrasadas ocurridas en un detector GEM debido al funcionamiento de este.

La medición del consumo de corriente se ha vuelto de interés para poder determinar la vida útil media de los detectores. Las fuentes de alto voltaje CAEN utilizadas para la alimentación de estos detectores cuentan con amperímetros en su diseño de hasta 2nA, pero estas no son suficientes para poder realizar las mediciones de las descargas o chispas que se producen ya que están en un rango de desde unos pocos picoamperes hasta microamperes, además se ha observado que al poner en funcionamiento en serie los amperímetros comerciales que existen con los detectores GEM, estos interfieren con el funcionamiento del detector, En la figura VIII se muestra un módulo de alto voltaje CAEN SY4527 con una voltaje de hasta 1.5kV y una resolución de 2nA de medición de corriente.



Figura VIII. Módulo de Alto Voltaje CAEN SY4527.

Existen varios amperímetros comerciales por mencionar algunos tenemos los de la marca Keithley, el modelo 6485 (ver Fig. IXa) puede medir corrientes de 10fA a 20mA, a velocidades de hasta 1000 lecturas por segundo, también podemos mencionar el Hioki SM7420 (ver Fig. IXb), cuyas características principales son mediciones de muy baja corriente hasta 0.1fA de resolución y con una velocidad de muestras de 6000 por minuto. Estos instrumentos comerciales podrían ser de utilidad para medir el consumo de corrientes del detector ya que cómo vemos tienen una resolución que está en el rango de medición, pero cómo se mencionó anteriormente, éstos al ser conectados en serie con el detector GEM, interfieren con el funcionamiento normal de este, haciendo imposible que el detector funcione y por ende no se pueda realizar la medición del consumo de corriente.



(a)

(b)

Figura IX. Amperímetros comerciales. (a) Amperímetro Keithley 6485. (b) Amperímetro Hioki SM7420

La medición de las descargas en este tipo de detectores es un reto, nuestra suposición es que es debido a que se induce ruido hacia el alto voltaje del GEM debido a las conexiones de voltaje del amperímetro comercial, esto puede ocasionar que exista interferencia electromagnética tanto interna

como externa, lo que hace que el detector funcione incorrectamente o deje de funcionar. Esto ha llevado a la búsqueda de soluciones que permita cubrir un rango amplio de medición de corriente para poder llevar un monitoreo continuo de las descargas. Para ello se requiere diseñar un instrumento de medición que permita medir las descargas sin afectar el funcionamiento del detector.

Es muy difícil leer pequeñas corrientes (normalmente alrededor de 100nA) a alta tensión sin afectar el funcionamiento de los detectores GEM. Para lograr que funcionen de manera adecuada tanto el GEM como la medición de la corriente de los sistemas comerciales, se requiere tener un entorno con condiciones controladas, es decir, sin ningún tipo de interferencia externa que pudiera afectar las mediciones como aparatos funcionando cerca del amperímetro comercial, ruido proveniente de la conexión del mismo amperímetro, etc. Esto en condiciones reales en los laboratorios de pruebas es muy difícil de tener debido a que no se puede tener únicamente un sistema funcionando a la vez, estas observaciones nos han llevado a la hipótesis de que los sistemas comerciales afectan al funcionamiento de los GEMs debido a la interferencia electromagnética (electromagnetic interference, EMI) interna y externa de los equipos, lo cual produce una variación en las señales que se quieren monitorear. Por ello, se requiere un tratamiento cuidadoso de las fuentes de ruido en el nivel de hardware y software. Los campos electromagnéticos distorsionan la propagación de las señales, debido a esto, se requiere de un diseño de tarjetas de circuito impreso capaz de trabajar con señales mixtas, es decir, señales analógicas y digitales en una misma tarjeta. Para lograr esto, se hace uso de diversas metodologías de atenuación de interferencias, las cuales son aplicadas en el desarrollo de diversos artículos para aplicaciones en diversas áreas.

Se realizó un estudio sobre el estado del arte del diseño de sistemas de señales mixtas entre más de 150 artículos sobre este tema solamente se encontraron los siguientes artículos que hablan de la interferencia electromagnética que se genera en algunos circuitos. Nguyen et al. [7], presentó una revisión de la generación de señales de interferencia electromagnética en sistemas digitales basados en FPGAs; el autor antes mencionado describe que la interferencia es producida por el switcheo de las entradas y salidas, esto es, por las señales digitales que se generan en los FPGAs debido a su funcionamiento. Taparia et al. [8], propuso una técnica de localización de ruido usando inductores activos en los sistemas de señal mixta en un chip (System on Chip, SoC) para gestionar los transitorios de conmutación generados por las puertas CMOS digitales. Weimin et al. [9], investigaron los ruidos EMI en modo común y diferencial para los inversores monofásicos basados en filtros LCL y LLCL.

La radiación electromagnética de los circuitos digitales y analógicos de alta velocidad es uno de los desafíos más críticos para la interferencia electromagnética, la compatibilidad y la confiabilidad de los sistemas

electrónicos. Las fuentes de radiación regularmente incluyen acoplamiento de trazas, cables conectados a las placas, paquetes de integrados y disipadores de calor, buses de alimentación, entre otros que puedan proporcionar una ruta de corriente de baja impedancia. En antenas de parche microcinta (microstrip) y en placas de circuito impreso (PCB), la radiación es inducida por un campo eléctrico de franjas que varía en los bordes del tablero, este fenómeno es estudiado y demostrado por [10]. Se han encontrado estudios, que se enfocan en la aplicación de estructuras de banda prohibida electromagnética (EBG) conocidas también como superficies de alta impedancia (HIS) para la reducción de la interferencia electromagnética en diversos artículos [11-19], en los cuales se presenta el desarrollo de diversas estructuras EBG para reducir las EMI en sistemas de señales mixtas en un ancho de banda de 0.26 a 25 GHz, éstas se utilizan en el diseño EBG para reducir la EMI de campo cercano.

Además de las EBG, se presentan en estos artículos otras metodologías para la atenuación de la interferencia electromagnética que ocurre en los sistemas de ultra alta frecuencias del orden de DC hasta 25GHz que logran que los dispositivos funcionen de manera adecuada. Mark et al. [20] propuso un método para la reducción de las interferencias electromagnéticas en sistemas de señal mixta mediante el uso de sistemas multicapas para separar completamente las rutas de enrutamiento de las señales analógicas y digitales durante el diseño de señal mixta. Atom et al. [21] describe el uso de sistemas de blindaje que consiste en el desarrollo de un sistema de blindaje multicapa que presenta una mejora en la reducción de la interferencia electromagnética en comparación con un sistema de blindaje de una sola capa utilizando frecuencias del orden de 1 hasta 100MHz. Mu-Shui et al. [22] propuso un diseño para la supresión de ruido de potencia de baja frecuencia y reduce la EMI mediante el uso de arreglos de pares de vías de interconexión (PDN) que utiliza alimentación y conexión a tierra (PG) en una tarjeta de circuito impreso multicapa para sistemas de comunicación.

En los trabajos antes mencionados se muestran los diversos estudios para la supresión y la reducción de la EMI o el ruido de conmutación en los sistemas mediante el uso de estructuras EBG, placas de circuito impreso (PCB) multicapa, la utilización de diversos filtros, la separación de planos para aislar señales digitales y señales analógicas y el uso de vías, además de estos, un método de protección para disminuir su efecto es utilizando blindajes o pantallas metálicas. Esto en relación con el 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. Estas metodologías son las más utilizadas que pueden hasta ahora reducir las señales de interferencia y logran que los dispositivos funcionen de una manera adecuada, pero su aplicación está enfocada en el desarrollo de sistemas de comunicaciones, es decir para la aplicación a señales de ultra alta frecuencia, en el orden de los GHz, pero no existen metodologías diseñadas para su aplicación en el

desarrollo de sistemas en el rango de 1Hz a 250MHz, que es el rango de trabajo de nuestro diseño de monitor de corriente, es por ello que abordar este tema es de gran interés para el desarrollo de esta investigación, debido a que es un área de estudio que no ha sido explorada a profundidad y que puede ser de interés para la aplicación de estas metodologías en el diseño de sistemas no solo para la medición del consumo de corriente, teniendo aplicaciones en otras áreas como la medicina, para el diseño de sistemas biomédicos, ya que las señales del corazón y del cerebro por ejemplo, se encuentran en el rango de Hertz.

Se parte de la hipótesis de que el mal funcionamiento de los GEMs al conectar sistemas de medición comerciales se debe a las EMI internas y externas, por ello se realizará el estudio de diversas metodologías que se pueden aplicar en el desarrollo de PCB de señales mixtas para nuestro sistema, éstas, son de suma importancia puesto que en el diseño e implementación, tenemos señales analógicas que provienen de nuestras mediciones de corriente del GEM, éstas deben ser procesadas y digitalizadas para su envío a la computadora para su visualización, por lo que tenemos una parte analógica y una digital en una misma tarjeta, es por ello que el uso de metodologías de atenuación de interferencias tiene como finalidad disminuir dichas interferencias para lograr el buen funcionamiento del sistema. Para ello se aplican metodologías de reducción de la EMI tales como una jaula de Faraday, esto es, una caja metálica que se basa en las propiedades de un conductor en equilibrio electrostático (ver Fig. X), es decir, cuando la caja se coloca en presencia de un campo eléctrico externo, las cargas positivas se quedan en las posiciones de la red, los electrones empiezan a moverse, como la carga del electrón es negativa estos se mueven en sentido contrario al campo eléctrico y uno de los lados de la caja se queda con un exceso de carga negativa, mientras que el otro se queda con carga positiva. Este desplazamiento de cargas hace que en el interior de la caja se cree un campo eléctrico de sentido contrario al campo externo, por lo tanto, el campo eléctrico en el conductor es nulo, pero esta metodología por sí sola no es suficiente debido a que la atenuación va en relación a la frecuencia de la señal, por lo tanto la atenuación de frecuencias bajas es muy pequeña, lo que hace que se requiera la utilización de varias metodologías en combinación para garantizar el funcionamiento el sistema.

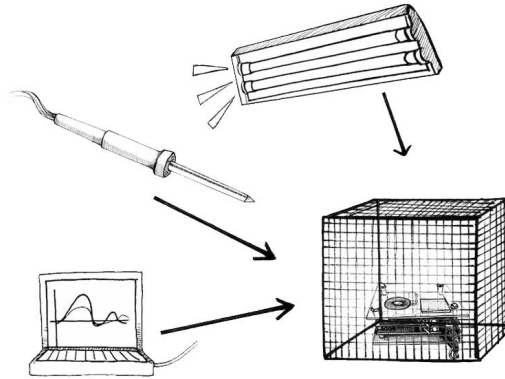


Figura X. Representación de una jaula de Faraday

La segmentación de planos de tierra, que es otra metodología aplicada, hace que se contengan los campos en un segmento de estos y disminuya su transmisión a otras partes de la tarjeta, (ver Fig. XI). Otra metodología por aplicar son los puntos de baja impedancia que son capacitores conectados a tierra para disminuir la EMI entre pistas, esta metodología tiene como inconveniente que no es posible llenar las tarjetas con capacitores a tierra por ello cómo se menciona es necesario la combinación de las metodologías.

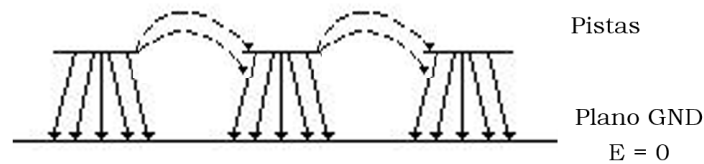


Figura XI. Representación de plano de tierra con una interferencia electromagnética entre pistas en una tarjeta de circuito impreso.

Debido a que esta combinación no es suficiente para lograr el correcto funcionamiento de nuestro sistema se presenta la propuesta de una nueva metodología basada en la utilización de vías, las cuales son postes metálicos conectados a tierra, los cuales funcionan cómo barrera entre segmentos de la tarjeta para la separación de las señales analógicas y digitales y además atenúan las interferencias en dicha tarjeta.

La solución original que se presenta es la combinación de las metodologías descritas anteriormente y la nueva propuesta, dando como resultado el buen funcionamiento del amperímetro diseñado midiendo las descargas del detector GEM y no afectando su buen funcionamiento. En base a todo lo anterior planteado, es de nuestro interés abordar este tema mediante la propuesta de una solución original cuya finalidad es lograr obtener el diseño y fabricación de un amperímetro que pueda medir las corrientes de los GEMs en el orden de picoamperes a 10 microamperes sin afectar el

funcionamiento de estos. Se presenta el estudio de la nueva propuesta, y la implementación de las ya conocidas en el diseño de la PCB de nuestro instrumento, así como todo el desarrollo del hardware, firmware y software.

Para realizar esta investigación nos planteamos un objetivo general y los objetivos particulares que se desprenden de este, los cuales se han definido como:

Objetivo general:

Desarrollo de un sistema de monitoreo de corriente para aplicaciones con alto voltaje en un rango de picoamperes a microamperes.

Objetivos particulares:

1. Realizar el estudio del estado del arte sobre la reducción de interferencias electromagnéticas en señales mixtas.
2. Estudiar los métodos existentes para la reducir la interferencia electromagnética.
3. Desarrollar la propuesta de un nuevo método para reducir la interferencia electromagnética entre señales mixtas.
4. Realizar pruebas experimentales que demuestren la eficacia del nuevo método para reducir la interferencia electromagnética.
5. Diseñar un circuito eléctrico que funcione como amperímetro en tres rangos, de 0 a 100nA, de 100nA a 1μA y de 1μA a 10μA con una incertidumbre de +/-50pA en corriente directa y +/-300pA conectado al GEM.
6. Desarrollar el diseño de una tarjeta de circuito impreso que reduzca sustancialmente la interferencia electromagnética.
7. Caracterizar el sistema de monitoreo de corriente.
8. Integrar el sistema de monitoreo de corriente usando los 3 amperímetros desarrollados.
9. Realizar pruebas experimentales que demuestren que el monitor de corriente desarrollado conectado al GEM no interfiere con su correcto funcionamiento.

Esta investigación está conformada por 5 capítulos, donde se abarcan todos los pasos desde el estudio de las metodologías de atenuación y el estado del arte para la atenuación en señales mixtas, hasta tener el sistema funcionando de forma correcta.

En el Capítulo 1 se presentan el estudio del estado del arte de las metodologías utilizadas para el diseño de circuitos de señal mixta, además de los existentes que juegan un papel muy importante en el diseño de la tarjeta de circuito impreso del amperímetro, ya que con dichas metodologías se lograron reducir de forma importante las interferencias electromagnéticas internas y externas que pudieran afectar una correcta medición para lograr obtener un sistema que funcione de manera correcta sin interferir con el funcionamiento normal del detector GEM.

El Capítulo 2 se enfoca en el estudio de una nueva propuesta metodológica para atenuación de la EMI mediante la utilización de una barrera de vías y su aplicación en el diseño de la PCB del amperímetro, además se presentan los resultados experimentales mediante el diseño de tarjetas de prueba con dicha metodología, para corroborar su eficacia en la atenuación de EMI.

En el Capítulo 3 tenemos el diseño e instrumentación del monitor de corriente, en dicho capítulo se presenta el diseño y fabricación del hardware del amperímetro, la aplicación de las metodologías mencionadas en el capítulo 2 y la caracterización de la tarjeta del amperímetro.

En el Capítulo 4 tenemos la integración del sistema monitor de corriente mediante el uso de 3 amperímetros para desarrollar un sistema de monitoreo autoescalable funcional en un rango de picoamperes a 10 microamperes con una lectura a 1kHz.

Finalmente, en el capítulo 5 tenemos los resultados experimentales del sistema de monitoreo autoajustable, en el cuál se presentan las pruebas realizadas con los detectores GEM, los cuales funcionan de manera normal, teniendo así, un sistema funcional que no interfiere con el funcionamiento normal del detector.

Por último, se presentan las conclusiones generales en donde especificamos las contribuciones de la investigación y los apéndices mostrando dos publicaciones indexadas en el Journal Citation Report (JCR) parte fundamental para obtener el grado, así como las demás publicaciones en congresos y revistas arbitradas derivadas del tema.

Capítulo 1

Fundamentos y Requerimientos del amperímetro

En esta sección se abordan las metodologías de atenuación de interferencias electromagnéticas (Electromagnetic Interference, EMI) más usadas que se han encontrado en la literatura.

Se inicia con una explicación de lo que es una EMI y sus principales fuentes, el estudio del estado del arte de las metodologías y sus aplicaciones y finalmente terminamos con las metodologías que se utilizan para el desarrollo de este tema de investigación.

Las interferencias electromagnéticas se pueden definir como señales electromagnéticas que perturban (de forma no intencional), 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.

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 en 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. Las EMI se deben al acoplamiento de campos eléctricos (acoplamiento capacitivo), campos magnéticos (acoplamiento inductivo) y campos electromagnéticos (acoplamiento por radiación electromagnética).

1.1 Discusión del Estado del Arte

Como primer punto a abordar en el desarrollo de esta investigación se realizó el estudio del estado del arte sobre la atenuación de señales mixtas, se revisaron aproximadamente 150 artículos de los cuales se tomaron como

referencia los más representativos al tema de investigación y son mostrados en la siguiente tabla.

Referencia	Nombre	Revista	Factor de Impacto
Van Toan Nguyen, Minh Tung Dam, Jeong-Gun Lee. (2019)	Electromagnetic emanation exploration in FPGA-based digital design	Journal of Central South University	1.249
Ajay Taparia, Bhaskar Banerjee, and T. R. Viswanathan. (2011).	Power-Supply Noise Reduction Using Active Inductors in Mixed-Signal Systems	IEEE transactions on very large-scale integration (vlsi) systems	2.037
Weimin Wu et al. (2014)	A Modified LLCL Filter With the Reduced Conducted EMI Noise	IEEE Transactions on power electronics	6.376
Klaus Raggl, Thomas Nussbaumer and Johann W. Kolar. (2010)	Guideline for a Simplified Differential-Mode EMI Filter Design	IEEE Transactions on industrial electronics	7.515
Kuk-Hee Lee et al. (2016)	Design and Implementation of an Active EMI Filter for Common-Mode Noise Reduction	Journal of power electronics	0.830
J. Jiraprasertwong, and C. Jettanasen. (2015)	Practical Design of a passive EMI filter for reduction of EMI generation	IMECS	
Shahrooz Shahparnia and Omar M. Ramahi. (2004)	Electromagnetic Interference (EMI) Reduction from Printed Circuit Boards (PCB) Using Electromagnetic Bandgap Structures	IEEE Transactions on electromagnetic compatibility	1.882
Hao-Ran Zhu and Jun-Fa Mao. (Diciembre 2013)	Localized Planar EBG Structure of CSRR for Ultrawideband SSN Mitigation and Signal Integrity Improvement in Mixed-Signal Systems	IEEE Transactions on components, packaging and manufacturing technology	1.889
Ling-Feng Shi et al. (2018)	Hybrid-Embedded EBG Structure for Ultrawideband Suppression of SSN	IEEE Transactions on electromagnetic compatibility	1.882
Panpan Zuo et al (2019)	Near-Field Radiation Estimation and Its Reduction Using a Novel EBG for PCB	IEEE Transactions on components, packaging and manufacturing technology	1.889
Myunghoi Kim. (2018)	A Miniaturized Electromagnetic	Electronics	2.412

	Bandgap Structure Using an Inductance-Enhanced Patch for Suppression of Parallel Plate Modes in Packages and PCBs		
Hui-Sen He et al. (2011).	Efficient EMI Reduction in Multilayer PCB Using Novel Wideband Electromagnetic Bandgap Structures	International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering	1.528
Jinwoo Choi et al. (2004).	A Novel Electromagnetic Bandgap (EBG) Structure for Mixed-Signal System Applications	IEEE Radio and Wireless Conference	
Jong Hwa Kwon et al. (2010).	Partial EBG Structure with DeCap for Ultra-wideband Suppression of Simultaneous Switching Noise in a High-Speed System	ETRI Journal	1.094
Jinwoo Choi et al. (2010)	Noise Isolation in Mixed-Signal Systems Using Alternating Impedance Electromagnetic Bandgap (AI-EBG) Structure-Based Power Distribution Network (PDN)	IEEE Transactions on Advanced Packaging	
Vasudevan karuppiah and raju srinivasan. (2017)	Novel electromagnetic bandgap structure to mitigate simultaneous switching noise for mixed-signal system applications	International Journal of Microwave and Wireless Technologies	0.939
Mark Po-Hung Lin et al. (2016)	DeMixGen: Deterministic Mixed-Signal Layout Generation with Separated Analog and Digital Signal Paths	IEEE Transactions on computer-aided design of integrated circuits and systems.	2.168
Atom O. Watanabe et al. (2018).	Multilayered Electromagnetic Interference Shielding Structures for Suppressing Magnetic Field Coupling	Journal of Electronic materials	1.774
Mu-Shui Zhang, Jun-Fa Mao and Yun-Liang Long. (2011)	Power Noise Suppression Using Power-and-Ground Via Pairs in Multilayered Printed Circuit Boards	IEEE Transactions on components, packaging and manufacturing technology	1.889

Tabla 1.1. Artículos de referencia.

Como se observa en la tabla anterior, hemos encontrado diversos artículos que hablan de la interferencia electromagnética que se genera en algunos circuitos. Nguyen et al. [7], presentó una revisión de la generación de señales de interferencia electromagnética en sistemas digitales basados en FPGAs; el autor antes mencionado describe que la interferencia es producida por el switcheo de las entradas y salidas, esto es, por las señales digitales que se generan en los FPGAs debido a su funcionamiento. Taparia et al. [8], propuso una técnica de localización de ruido usando inductores activos en los sistemas de señal mixta en un chip (System on Chip, SoC) para gestionar los transitorios de conmutación generados por las puertas CMOS digitales. Weimin et al. [9], investigaron los ruidos EMI en modo común y diferencial para los inversores monofásicos basados en filtros LCL (Inductor-Capacitor-Inductor) y LLCL (Inductor-Inductor-Capacitor-Inductor), además, desarrollaron el método de diseño de parámetros del filtro LLCL modificado para suprimir el ruido EMI, así como para reducir la corriente de fuga en la aplicación fotovoltaica. Otras técnicas de diseños de filtros para la reducción de EMI tales como el filtro de modo diferencial (DM) simplificado para estimar el voltaje de ruido que aparece a una frecuencia de diseño específica, y el análisis de un filtro de interferencia electromagnética activa para la reducción de ruido de modo común (CM), han sido presentados en [23-24].

La radiación electromagnética de los circuitos digitales y analógicos de alta velocidad es uno de los desafíos más críticos para la interferencia electromagnética, la compatibilidad y la confiabilidad de los sistemas electrónicos. Las fuentes de radiación regularmente incluyen acoplamiento de trazas, cables conectados a las placas, paquetes de integrados y disipadores de calor, buses de alimentación, entre otros que puedan proporcionar una ruta de corriente de baja impedancia. En antenas de parche microcinta (microstrip) y en placas de circuito impreso (PCB), la radiación es inducida por un campo eléctrico de franjas que varía en los bordes del tablero, este fenómeno es estudiado y demostrado por [10]. Por lo tanto, en previos estudios, la aplicación de estructuras de banda prohibida electromagnética (EBG) conocidas también como superficies de alta impedancia (HIS) para la reducción de la interferencia electromagnética (EMI) de los buses de potencia de los PCB fue estudiado por [11]. El desarrollo de diversas estructuras EBG para suprimir el ruido de conmutación tales como en la conmutación simultánea (SSN) para suprimir el ruido en sistemas de señales mixtas de banda ultra ancha de 0.26 a 25GHz [12], y de banda electromagnética (EBG) en forma de T [19], en una estructura EBG híbrida incorporada alcanzando el rango de frecuencia de 370MHz a 20GHz [13], en el diseño EBG para reducir el EMI de campo cercano de una red de distribución de energía plana (PDN) [14], en una estructura EBG miniaturizada que utiliza un parche de inductancia

mejorada (IEP) para la supresión de modos PPW en paquetes de alta velocidad y PCBs [15], en la mejora de una estructura EBG para la reducción de EMI en PCB multicapa tipo de puente L como inductancia en serie adicional y la inductancia equivalente [16], en la estructura EBG parcialmente colocada con un condensador de desacoplamiento (DeCap) solo cerca de una fuente de ruido crítico del ruido de DC a varios Gigahercios [17], y para sistemas de señales mixtas que utilizan una red de distribución de energía (PDN) de estructura de banda electromagnética de impedancia alterna (AI-EBG) [18].

Por otra parte, existen diversas metodologías para la atenuación de la interferencia electromagnética que ocurre en los sistemas de ultra alta frecuencias del orden de DC hasta 25GHz que reducen las señales de interferencia y logran que los dispositivos funcionen de manera adecuada. Mark et al. [20] propuso un método para la reducción de las interferencias electromagnéticas en sistemas de señal mixto mediante el uso de sistemas multicapas para separar completamente las rutas de enrutamiento de las señales analógicas y digitales durante el diseño de señal mixta. Atom et al. [21] describe el uso de sistemas de blindaje que consiste en el desarrollo de un sistema de blindaje multicapa que presenta una mejora en la reducción de la interferencia electromagnética en comparación con un sistema de blindaje de una sola capa utilizando frecuencias del orden de 1 hasta 100MHz. Mu-Shui et al. [22] propuso un diseño para la supresión de ruido de potencia de baja frecuencia y reduce la interferencia electromagnética (EMI) mediante el uso de arreglos de pares de vías de interconexión (PDN) que utiliza alimentación y conexión a tierra (PG) en una tarjeta de circuito impreso multicapa para sistemas de comunicación.

En los trabajos antes mencionados se presentan los diversos estudios para la supresión de la interferencia electromagnética EMI, o bien el ruido de conmutación en los sistemas con estructuras EBG y en placas de circuito impreso (PCB) multicapa. Por otra parte, las técnicas más utilizadas recientemente para reducir y suprimir la interferencia electromagnética en los sistemas de señales mixtas son el filtrado, el desarrollo de estructuras electromagnetic bandgap (EBG), la separación de planos para aislar señales digitales y señales analógicas y el uso de vías en sistemas de comunicaciones, los cuales, reducen las señales de interferencia y logran que los dispositivos funcionen de una manera adecuada. Un método alternativo de protección para disminuir su efecto es utilizando blindajes o pantallas metálicas. Esto debido 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. Estos métodos son muy usados en

circuitos de comunicaciones por ello la necesidad de realizar nuestras propuestas de diseño para el rango de 1Hz a 250MHz.

Algunos métodos para reducir las interferencias en un circuito digital dentro de una tarjeta de circuito impreso, consiste en usar un plano o una rejilla a tierra, cada conector de entrada y salida debe tener múltiples conexiones a tierra, además de intercalar líneas de tierra entre las líneas de señal. Otros métodos que se proponen son la segmentación de planos de tierra: un plano continuo de cobre dentro de una PCB conectada a la tierra del circuito es poco probable que dicho plano pueda ser completamente continuo, ya que normalmente hay conexiones como orificios y vías que crean pequeñas discontinuidades dentro del plano. En algunos diseños de montaje en superficie con un patrón de interconexión simple, es posible crear un plano completamente continuo en la PCB. El plano de tierra generalmente está contenido dentro de la PCB y no se coloca en un lado de la superficie. También vale la pena recordar que los circuitos pueden requerir múltiples conexiones a los diferentes voltajes que se manejen dentro del diseño para su correcto funcionamiento, por lo que pueden ser necesarios múltiples planos de voltaje.

Las metodologías que se utilizan para disminuir las interferencias electromagnéticas que podemos mencionar son: Jaula de Faraday, planos y semiplanos de tierra, puntos de baja impedancia, señales diferenciales y vías como barrera, las cuales se explicarán a continuación.

1.2 Atenuación de onda electromagnética en el cobre

La radiación electromagnética y su propagación se describen mediante las ecuaciones de Maxwell con el campo eléctrico perpendicular al campo magnético. Definiendo la profundidad de penetración (δ) como la atenuación de una onda en un conductor, midiendo la distancia dentro de la cual decae el campo a razón de $1/e$ de su valor respecto a un punto dado, se tiene que:

$$\delta = \frac{c}{k\omega} \quad (1.1)$$

En términos de distancia se tiene que

$$\delta = \frac{c}{\omega} \sqrt{\frac{2}{k}} = \sqrt{\frac{2}{\mu_0 \omega g}} \quad (1.2)$$

donde; σ es la conductividad del material, $\omega = 2\pi f$ es la frecuencia angular, f es la frecuencia de entrada y μ_0 es la permeabilidad magnética en el vacío.

Por lo que para el cobre tenemos que:

$$\mu_0 = 4\pi * 10^{-7}$$

$$\sigma = 5.82 * 10^7$$

En la figura 1.1 se obtiene la gráfica de penetración de una EMI, el resultado demuestra que para frecuencias bajas se obtiene mayor penetración, y debido al aumento de la frecuencia la penetración de la EMI es menor.

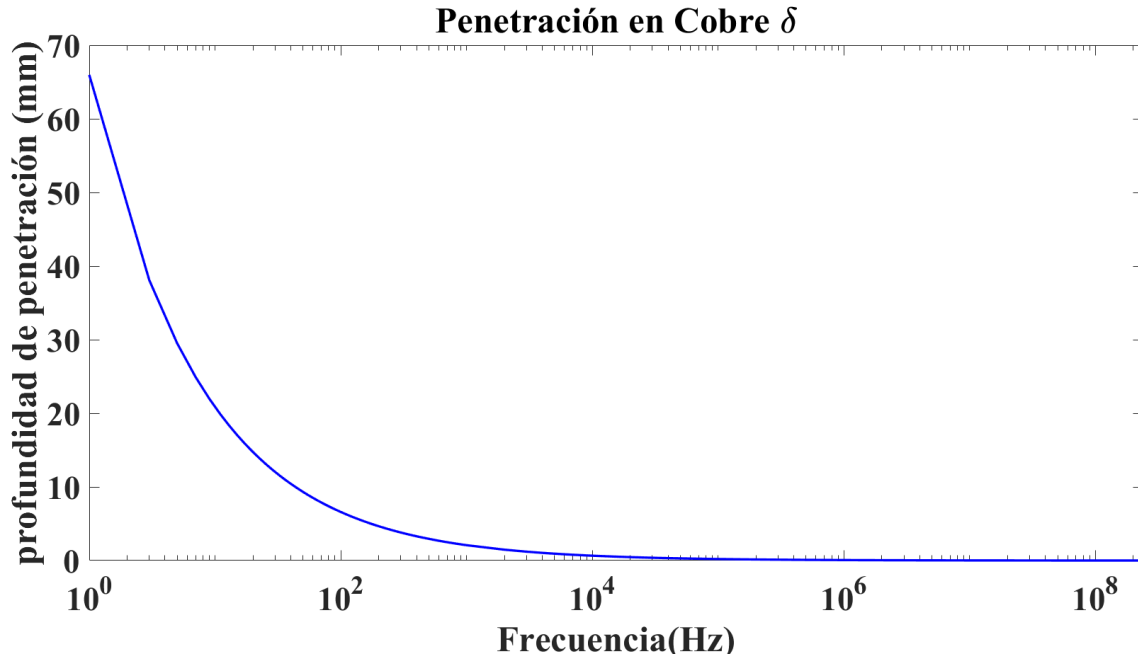


Figura 1.1 Penetración de una señal de interferencia electromagnética (EMI) en el cobre.

1.3 Jaula de Faraday

La jaula de Faraday es una caja metálica protectora de los campos eléctricos estáticos, en su interior el campo eléctrico es nulo y se utiliza en la protección de descargas eléctricas, se emplea en laboratorios biomédicos, cámaras de reverberación, en telecomunicaciones, entre otros. El funcionamiento de la jaula se basa en las propiedades de un conductor en equilibrio electroestático, cuando la caja se coloca en presencia de un campo eléctrico externo, las cargas positivas se quedan en las posiciones de la red, los electrones empiezan a moverse puesto que sobre ellos actúa una fuerza dada por:

$$\vec{F} = e\vec{E}_{\text{ext}} \quad (1.3)$$

Donde e es la carga del electrón. Como la carga del electrón es negativa estos se mueven en sentido contrario al campo eléctrico y uno de los lados de la caja se queda con un exceso de carga negativa, mientras que el otro se queda con carga positiva. Este desplazamiento de cargas hace que en el interior de la caja se cree un campo eléctrico de sentido contrario al campo externo, por lo tanto, el campo eléctrico en el conductor es nulo.

Supongamos el conductor sin equilibrio electrostático. Suponiendo que la carga en el interior del conductor es nula, el potencial V en el interior del conductor cumple la ecuación de Laplace, siendo R la región ocupada por el interior del conductor:

$$\nabla^2 V = 0 \quad \forall r \in R \quad (1.4)$$

Dado que el conductor está en equilibrio en su superficie no hay corrientes, de modo que el potencial en su superficie es constante:

$$V_s = V_0 \quad (1.5)$$

En virtud del teorema de unicidad del potencial el potencial que cumple tales condiciones es único y puede verse que la solución es trivialmente:

$$V = V_0 \quad \forall r \in R \quad (1.6)$$

El campo eléctrico en el interior vendrá dado por el gradiente del potencial:

$$\vec{E} = -\nabla V = 0 \quad (1.7)$$

De modo que el campo eléctrico en el interior del conductor es nulo. Es una consecuencia de la ley de Gauss, dice que, en el interior de un conductor hueco, el campo es nulo.

Como en el interior de la caja no hay campo, ninguna carga puede atravesarla, por ello este tipo de propuestas de atenuación se utiliza para proteger dispositivos de cargas eléctricas. Muchos dispositivos que empleamos en nuestra vida cotidiana están provistos de una jaula de Faraday: los microondas, escáneres, cables, etc. Otros dispositivos, sin estar provistos de una jaula de Faraday actúan como tal: los ascensores, los coches, los aviones, etc. Por esta razón se recomienda permanecer en el interior del coche durante una tormenta eléctrica: su carrocería metálica actúa como una jaula de Faraday, esto puede usarse como blindaje para aislar un el dispositivo de ruidos externos o blindar la fuente de ruido, cómo se muestra en la figura 1.2.

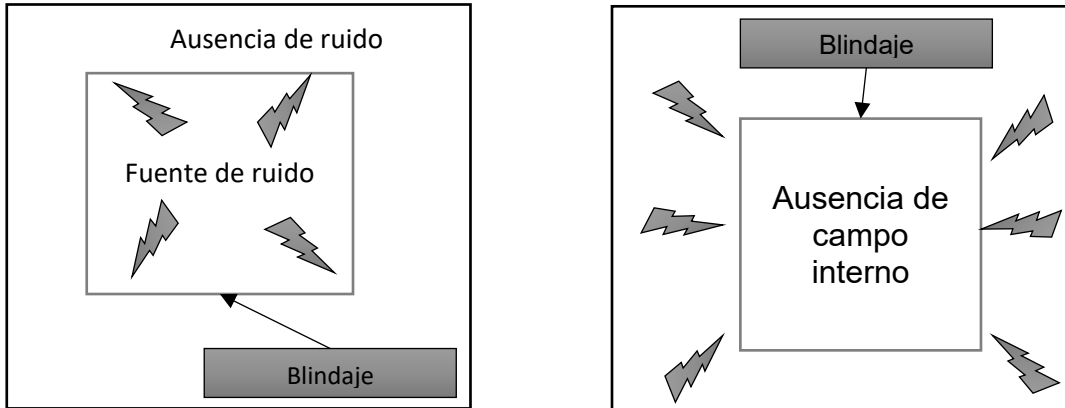


Figura 1.2. Aplicación del blindaje para reducir la EMI. En la figura podemos ver la aplicación de blindaje para aislar ya sea la fuente de ruido o el sistema de ruidos externos.

Aunque la jaula de Faraday es una metodología que si puede atenuar la EMI, se observa que para señales a bajas frecuencias su desempeño es mínimo, teniendo una penetración de señales a bajas frecuencias que puede interferir con el funcionamiento de nuestro sistema, debido a la penetración de la señales en función de su frecuencia, como se observa en la figura 1.1, esto hace que a frecuencias bajas tengamos una mayor penetración aun en sistemas como la jaula de Faraday que aunque el campo eléctrico en ella es cero, si existe una penetración de señales a frecuencias bajas, por lo tanto se necesita de la combinación de esta y otras metodologías que se presentan a continuación, para lograr el desarrollo de un sistema que funcione en el rango de 1Hz a 250MHz sin tener una interferencia significativa que pudiera alterar nuestras mediciones.

La jaula de Faraday se puede utilizar en:

- Protecciones para los productos electrónicos: los equipos electrónicos pueden ser blindados y protegidos de los perdidos campos electromagnéticos mediante el uso de cables coaxiales que contienen una capa conductora que actúa como una jaula de Faraday.
- Trajes de protección para los linieros: los linieros regularmente usan trajes de protección que trabajan como jaulas de Faraday para garantizar su seguridad mientras se trabaja con líneas eléctricas de alta tensión. Estos trajes los protegen de electrocutarse.
- Dispositivos electrónicos: como teléfonos móviles, dispositivos de audio, utilizan la jaula de Faraday para evitar interferencias y ruidos.

En conclusión, la Jaula de Faraday es un método usado para bloquear los campos electromagnéticos. Colocado en un campo eléctrico, las cargas positivas se quedan en su posición original, los electrones se mueven en sentido contrario al campo eléctrico; en uno de los lados de la jaula o caja se queda con exceso de carga negativa, mientras que el otro se queda sin ella.

1.4 Planos y Semiplanos de Tierra

En las tarjetas de circuito impreso (PCB) digitales, la principal razón para utilizar grandes planos de tierra es reducir el ruido eléctrico y las interferencias. Cuando los circuitos digitales cambian de estado, los grandes impulsos de corriente fluyen desde los dispositivos activos (transistores o circuitos integrados) a través del circuito de tierra. Si la fuente de alimentación y las pistas de tierra tienen impedancia significativa, la caída de tensión a través de ellos puede crear pulsos de voltaje de ruido que perturben otras partes del circuito (rebote de tierra).

Un plano de tierra en una placa de circuito impreso (PCB) es una capa de lámina de cobre conectada al punto de conexión del circuito, generalmente un terminal de la fuente de alimentación. Sirve como camino de retorno para la corriente de muchos componentes diferentes.

Un plano de tierra se hace a menudo lo más grande posible, cubriendo la mayor parte del área de la PCB que no está ocupada por pistas. En los PCB multicapa, a menudo es una capa separada que cubre toda la placa. Esto facilita el diseño del circuito, permitiendo al diseñador conectar a tierra cualquier componente sin tener que ejecutar pistas adicionales; Los cables de componente que necesitan conexión a tierra se dirigen directamente a través de un agujero en la placa al plano de tierra en otra capa. La gran área de cobre también conduce las grandes corrientes de retorno de muchos componentes sin caídas de tensión significativas, asegurando que la conexión a tierra de todos los componentes está en el mismo potencial de referencia.

El área de conducción del plano de tierra tiene impedancia mucho más baja que una traza de circuito, por lo que los impulsos de corriente causan menos perturbación. Debido a esto el campo en la superficie del plano de tierra se vuelve muy pequeño (prácticamente cero) lo que genera que las interferencias sean atenuadas de forma muy significativa sin importar la frecuencia de la señal. Por esta razón se colocan componentes electrónicos superficiales. A pesar de esto, por un lado, tenemos que el campo eléctrico alrededor del plano de tierra es muy cercano a cero, lo que nos ayuda a atenuar las interferencias electromagnéticas externas, pero por otro

tenemos que se forman guías de onda, entre pistas, lo que favorece que exista interferencia entre ellas teniendo un fenómeno de radiación interna de una pista a otra, cómo se ve en la figura 1.3. La utilización de la segmentación de planos en combinación con otras puede ayudar a atenuar este efecto generado en las pistas por el plano de tierra.

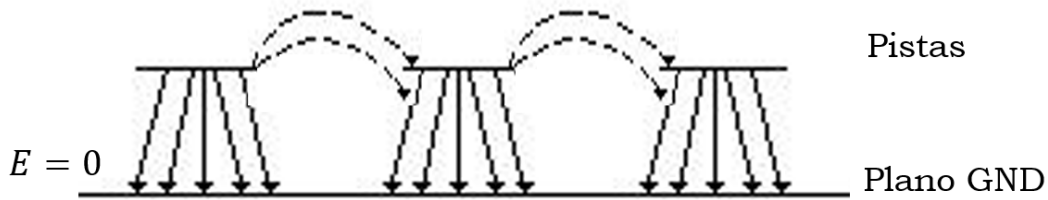


Figura 1.3. Representación de interferencia electromagnética en una tarjeta de circuito impreso.

1.5 Filtraje para eliminar el voltaje de rizo de una fuente de CD

Para el diseño de las diferentes etapas del monitor de corriente se requiere del uso de varios voltajes de alimentación, es por ello que se requiere filtrar el ruido de las fuentes de CD, ya que cualquier fuente de CD produce cierto nivel de voltaje de rizo. En nuestro caso, aunque tenemos un circuito integrado para la alimentación de los voltajes a través del convertidor CD – CD este también genera un voltaje de rizo es por ello que se requiere del uso de filtros EMI para atenuar este voltaje de rizo.

Cómo se mencionó, el ruido producido por la fuente de voltaje de corriente directa surge porque todas las fuentes de voltaje se rectifican, al rectificar la fuente debería de dar un voltaje continuo sin embargo nos da un voltaje de rizo a causa de que en realidad se presenta un cambio de carga y descarga como se muestra en la figura 1.4.

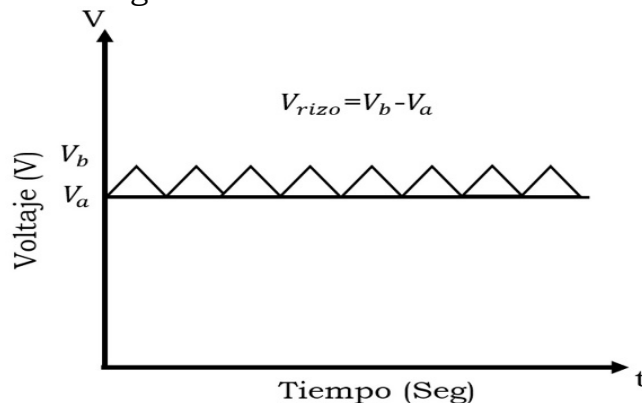


Figura 1.4. Voltaje de rizo de una fuente de alimentación. En la figura se puede visualizar el efecto del rizo provocado por la carga y descarga en la fuente de alimentación.

Esto, 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 1.5, producido por ese voltaje de rizo, entonces cuando alimentamos cualquier circuito, cualquier integrado en realidad lo estamos alimentando con corriente directa.

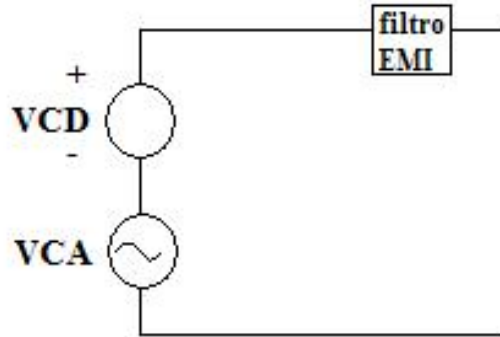


Figura 1.5. Fuente de voltaje con filtro EMI. En esta figura podemos observar un filtro EMI con la finalidad de disminuir las interferencias provenientes de la fuente de alimentación.

El voltaje de rizo, también llamado fluctuación o ripple (del inglés), es el pequeño componente de corriente alterna que queda tras rectificarse una señal a corriente continua. El rizado puede reducirse notablemente mediante un filtro de condensador, este proceso es llamado a veces "filtrar", y debe entenderse como la reducción a un valor mucho más pequeño de la componente alterna remanente tras la rectificación, pues, de no ser así, la señal resultante incluye un zumbido a 50 o 60Hz muy molesto, por ejemplo, en los equipos de audio.

$$V_r = \frac{I_L}{f_c} \quad (1.8)$$

donde; I_L es la corriente continua de carga, f_c es la frecuencia del rizado.

Tenemos el factor de rizado

$$r = 100 \left(\frac{V_r}{V_{cd}} \right) \quad (1.9)$$

V_r es el voltaje de rizado eficaz (rms, valor medio cuadrático) y V_{cd} es el valor de CD (voltaje continuo promedio) del voltaje de salida del filtro. El factor de rizado puede reducirse incrementando el valor del condensador del filtro.

Para combatir el efecto del voltaje de rizo se utilizan filtros EMI (ver Fig. 1.6), existen varios tipos de filtros EMI. El más utilizado es 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.

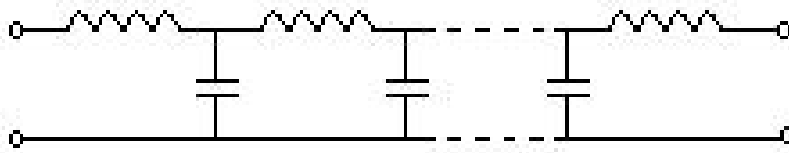


Figura 1.6. Arreglo de filtro EMI. Estos arreglos pueden realizarse con dispositivos pasivos como resistencias, capacitores e inductores.

1.6 Puntos de baja impedancia

En las tarjetas de circuito impreso se forman guías de onda, debido a los planos de tierra que se pueden tener en dichas tarjetas, cuando la tarjeta está 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 Fig. 1.7), teniendo como resultado 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, es por ello que se requiere de la utilización de una metodología que sea capaz de disminuir esta interferencia. Cabe mencionar que este fenómeno se presente cuando trabajamos con frecuencias a partir de los 50MHz.

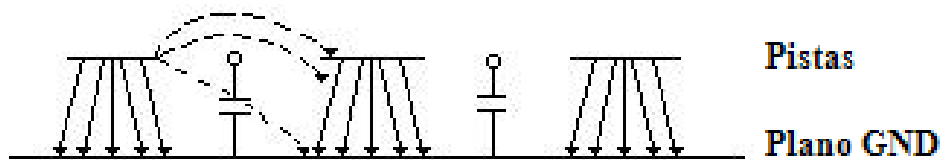


Figura 1.7. Interferencia entre pistas. Se aprecia cómo existe interferencia de una pista a otra y el efecto de la colocación de capacitores a tierra para la disminución de este.

Para la disminución de la interferencia entre pistas se utiliza una metodología basada en la colocación de capacitores conectados a tierra como puntos de baja impedancia, los cuales sirven como mecanismo de reducción de la interferencia, puesto que son puntos conectados a tierra, haciendo que las señales de interferencia sean aterrizadas, estos puntos se colocan alrededor de circuitos digitales o fuentes superficiales de ruido, como se muestra en la figura 1.8, para disminuir la EMI.



Figura 1.8 Capacitores superficiales conectados a una PCB como puntos de baja impedancia.

El voltaje de ruido inducido por este fenómeno es de 150mV, debemos tomar en cuenta que entre más 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 estos deben ser distribuidos en toda el área de la tarjeta para reducir la interferencia electromagnética entre pistas (suficiente para sistemas digitales CMOS (semiconductor complementario de óxido-metálico o complementary metal-oxide-semiconductor), LVTTL (lógica transistor – transistor de bajo voltaje o low voltage transistor – transistor logic en inglés) y TTL (lógica transistor – transistor o transistor – transistor logic en inglés)). Por lo tanto, como tenemos etapa analógica y etapa digital en el osciloscopio, el tener 150mV de ruido es fatal y la señal con esta cantidad de ruido se perdería.

El valor de los capacitores se obtiene a partir del cálculo de la impedancia capacitiva Z_c .

$$Z_c = \frac{1}{\omega C} \quad (1.10)$$

Donde $\omega = 2\pi f$, que es la frecuencia angular y f es la frecuencia dada en Hertz (Hz) y C es el valor del capacitor en Faradios (F)

Entonces tenemos que con $Z_c = 1\Omega$ y una frecuencia de 1MHz,

$$C = \frac{1}{\omega * 1\Omega} = \frac{10^{-6} f}{2\pi} \approx 160\text{nF} \quad (1.11)$$

Entonces, se utilizan valores comerciales de capacitores superficiales, en este caso los capacitores de 100nF. Para reducir la interferencia entre pistas aterrizamos los componentes electrónicos utilizados y algunos otros puntos

con capacitores de 100nF puesto que se manejan señales del orden de 100MHz, es por ello que, mediante la utilización de los capacitores a tierra, si existe alguna interferencia o ruido de una pista a otra, con estos en lugar de pasarse de una pista a otra se va hacia tierra a través de estos puntos de baja impedancia.

1.7 Señales diferenciales

Se llama señal diferencial a aquella que viaja por dos conductores, llamados V_+ y V_- , en lugar de hacerlo por uno solo, de tal modo que las tensiones y corrientes en los conductores sean simétricas. El valor útil de señal se obtiene restando las señales de ambos conductores: $V_+ - V_-$, (ver fig. 1.9).

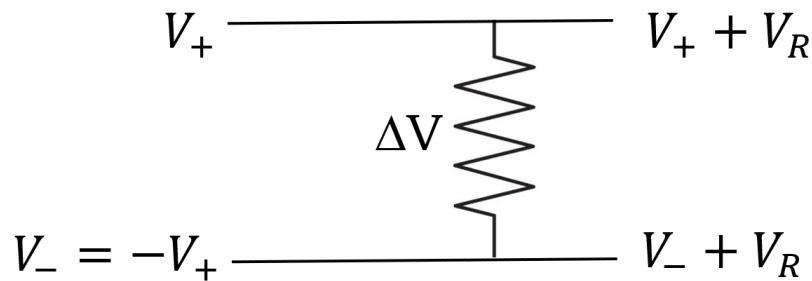


Figura 1.9. Representación de señales diferenciales. Podemos apreciar la señal diferencial representada por los conductores V_+ y V_- donde tenemos 2 voltajes, uno positivo y otro negativo, el voltaje resultante ΔV se obtiene al realizar la diferencia de estos voltajes.

Se emplean señales diferenciales debido a que son más robustas frente a las interferencias, ya que la interferencia se suma por igual a las señales de ambos conductores, de modo que al calcular $V_+ - V_-$, la interferencia se cancela.

De forma similar, las señales transmitidas por líneas diferenciales causan menos radiación, debido a que la suma de las dos señales se cancela: $V_+ - V_- \approx 0$.

Esto es debido a que el ruido V_R en este tipo de señales se cancela por la siguiente ecuación:

$$\Delta V = (V_+ + V_R) - (V_- + V_R) \quad (1.12)$$

$$\Delta V = V_+ + V_R - V_- - V_R \quad (1.13)$$

$$\Delta V = V_+ - V_- \quad (1.14)$$

Además, tenemos que $V_- = -V_+$, por lo tanto, tenemos que ΔV

$$\Delta V = 2V_+ \quad (15)$$

Con esto no solo se tiene la cancelación de ruido que se tendría en un circuito en modo común, sino que además tenemos un mejoramiento de la señal que queremos medir. En el diseño del circuito tenemos un ADC que funciona de modo diferencial lo cual nos permite tener la señal que queremos medir sin que se vea afectado por la radiación externa.

1.8 Propuesta de una nueva metodología para reducir la EMI.

A pesar que las metodologías mencionadas anteriormente ofrecen un buen desempeño para la atenuación de la EMI en el diseño de circuito impreso, en el desarrollo del tema de investigación se requiere una mayor atenuación, debido a que tenemos interferencias entre pistas y aún con la segmentación de planos esto no es suficiente, además no es factible la colocación de puntos de baja impedancia rodeando todos los componentes de la tarjeta, por ello se necesita de una nueva metodología para la atenuación de EMI. La metodología que se propone para solucionar dicho problema es la utilización de vías, las cuales son postes metálicos conectados a tierra, cómo una barrera que sirva como separación o aislamiento entre las diferentes partes que conformarán la tarjeta de circuito impreso. A continuación, se muestra en la figura 1.10 la propuesta metodológica que se implementará y combinará con las metodologías anteriormente mencionadas con la finalidad de tener una tarjeta capaz de atenuar tanto interferencias internas y externas. Cómo se puede observar en la figura tenemos la representación de la propuesta para separar señales analógicas y señales digitales dentro de una tarjeta, en la figura a) tenemos la representación de la propuesta y en la figura b) tenemos un ejemplo de separación de la parte analógica y digital dentro de una tarjeta de circuito impreso.

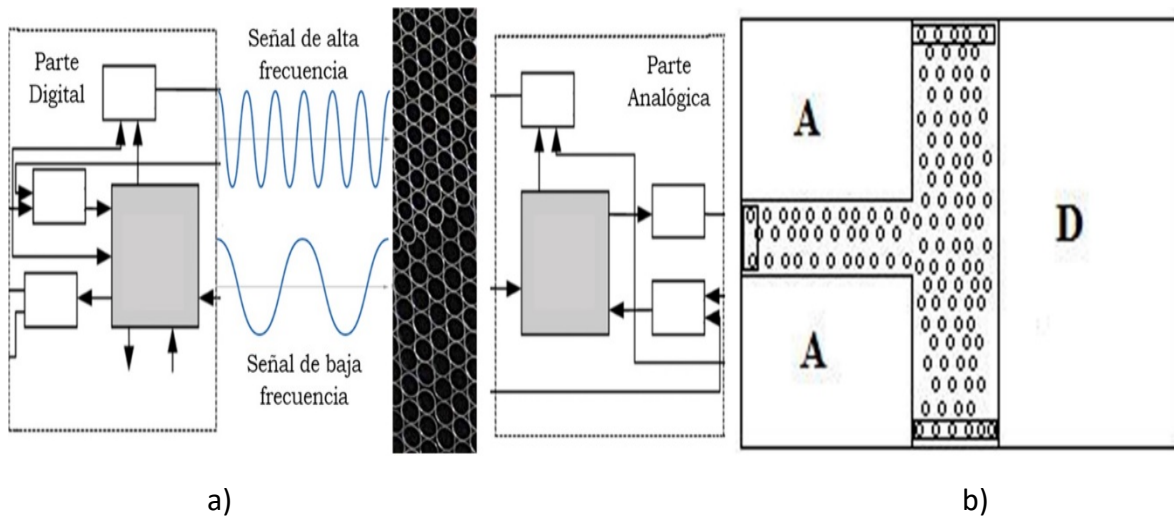


Figura 1.10. Propuesta de técnica. a) ejemplo de propuesta para separar señales analógicas y mixtas, b) representación de barrera de vías en tarjetas de señales mixtas.

La explicación de esta nueva propuesta se basa en la ley de Snell, cuando una onda atraviesa un cambio de medio entre dos materiales, una parte de la intensidad de la onda es reflejada y una parte se transmite al medio, 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. La ley de Snell fue formulada para explicar los fenómenos de refracción de la luz, pero también 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. Al insertar vías logramos que el ruido se reduzca, esto se debe a que la vía es un poste metálico, es decir, tenemos un cambio de medio entre dos materiales, en este caso, vidrio-metal, metal, aire. 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, en donde la interferencia entre el área digital y el área analógica se reduce de manera significativa. Esta novedosa propuesta será desarrollada y explicada con más detalle en el siguiente capítulo, donde se abordarán los aspectos teóricos que sustentan dicho diseño, el desarrollo de tarjetas de prueba para corroborar su eficacia.

Conclusiones

En este capítulo se presentó el estado del arte sobre las metodologías que existen para atenuación de señales mixtas en el diseño de sistemas aplicado a diversas áreas, cómo se pudo observar la mayoría de aplicaciones están enfocadas en el diseño de sistemas de comunicaciones, es por ello que se requiere presentar las metodologías para atenuación de interferencias más utilizadas en la actualidad para el desarrollo de diversos tipos de sistemas y tarjetas de circuito impreso, este estudio fue de suma importancia puesto que con ello se llega a la conclusión de que aplicar algunas de estas metodologías en nuestro diseño es de primordial importancia para un adecuado funcionamiento del circuito, las metodologías que se proponen para su utilización en nuestro sistema son: la segmentación de planos de tierra, los capacitores a tierra cómo puntos de baja impedancia, filtros EMI para el voltaje de rizo, la jaula de Faraday para aislar nuestro sistema del ruido externo. A pesar de que éstas metodologías son útiles, para nuestro diseño se requiere de una nueva metodología, en este caso, el uso de vías como barrera, para la atenuación de la EMI. En el próximo capítulo se presenta el desarrollo de la nueva propuesta metodológica, sus bases teóricas, el diseño de tarjetas de pruebas y los resultados obtenidos mediante un arreglo experimental para comprobar su efectividad.

Capítulo 2

Una nueva metodología para la reducción de la Interferencia electromagnética

En el capítulo anterior se presentaron el estado del arte y las metodologías existentes para la atenuación de EMI, pero por desgracia estas no son suficientes para lograr la atenuación suficiente para tener el diseño del sistema de monitoreo de corriente que no interfiera con el funcionamiento normal del GEM, es por ello que en este capítulo se presenta una nueva propuesta metodológica para atenuación de EMI mediante el uso de vías como barrera para la separación de señales analógicas y digitales dentro de una misma PCB. Se presenta el desarrollo de la metodología propuesta y las pruebas experimentales realizadas para probar su eficacia.

En una tarjeta con dos áreas, una analógica y una digital, se tiene interferencia entre ambas etapas, para poder eliminarla, como ya vimos, existen diversas metodologías para atenuarlas como la colocación de filtros EMI 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, 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 ello se propuso un método novedoso como una nueva forma de atenuación de EMI el cual es blindar las áreas analógicas con vías (ver Fig. 2.1).

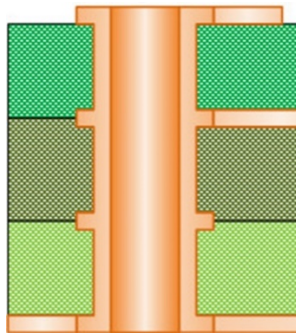


Figura 2.1. Representación de vía metálica.

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 y si encuentra otra vía, vuelve a reflejarse una parte y la otra pasa y se vuelve a atenuar y así hasta que llega a la parte analógica, en donde la interferencia se reduce sustancialmente como se muestra en la figura 2.2. Una vez que ya no tenemos gran interferencia entre la parte digital y la parte analógica, se unen los diferentes planos de tierra en puntos donde sea más difícil que pase el ruido, es importante que se unan las tierras porque de lo contrario quedarían flotando.



Figura 2.2. Disminución de interferencia por vías. En esta imagen tenemos una representación del efecto de atenuación de interferencias por el uso de vías, cómo se aprecia al colocar una vía hay una reflexión de las ondas teniendo así una atenuación.

Para analizar el paso de la onda electromagnética entre las diferentes regiones que atraviesa al pasar por las vías está basada en los coeficientes de transmisión, el cual nos dice que cuando una onda electromagnética atraviesa un cambio de medio entre dos materiales, una parte de esta señal se transmite al siguiente medio y la otra es reflejada, cómo se puede observar en la figura 2.3 donde tenemos la representación de la propuesta para separar señales analógicas y señales digitales dentro de una tarjeta, en la figura a) tenemos la representación de la propuesta y en la figura b) tenemos un ejemplo de separación de la parte analógica y digital dentro de una tarjeta de circuito impreso.

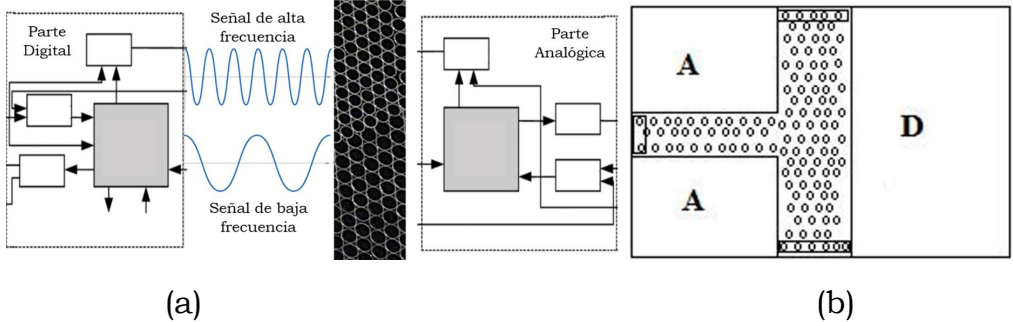


Figura 2.3 Propuesta de técnica. (a) ejemplo de propuesta para separar señales analógicas y mixtas y (b) representación de barrera de vías en tarjetas de señales mixtas.

2.1 Cálculo de Coeficiente de transmisión de ondas Electromagnéticas.

Cuando una onda atraviesa un cambio de medio entre dos materiales, una parte de la intensidad de la onda es reflejada y otra se transmite al medio, esto obedece a la ley de Snell la cual es utilizada para calcular el ángulo de refracción de la luz o cualquier onda electromagnética al atravesar la superficie de separación entre dos medios 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 en los que la velocidad de propagación de la onda varíe [25, 26]. Consideremos dos medios caracterizados por índices de refracción η_1 y η_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 η_1 y η_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. En el caso que abordamos en este estudio tenemos una incidencia normal por tanto los ángulos θ_1 y θ_2 son cero así tenemos la representación de la figura 2.4.

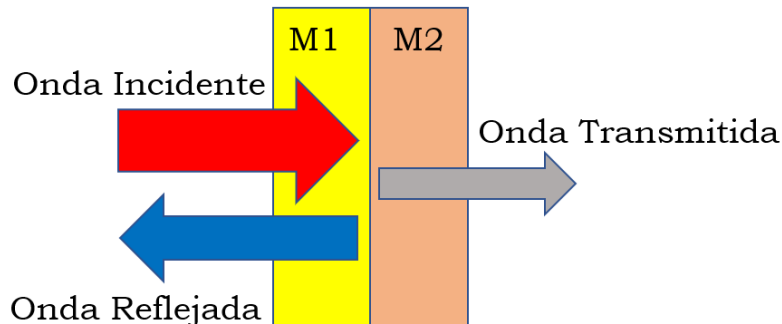


Figura 2.4. Representación de transmisión y reflexión de una onda con incidencia normal.

$$\eta_1 * \sin \theta_1 = \eta_2 * \sin \theta_2 \quad (2.1)$$

Cómo tenemos los ángulos igual a cero en incidencia normal, tenemos:

$$\eta_1 = \eta_2 \quad (2.2)$$

$$\eta = \frac{c}{v} \quad (2.3)$$

Donde; η = índice de refracción, c = velocidad de la luz en el vacío y v = velocidad de la luz en el material.

A ley de la refracción nos dice que 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.

La ley de la reflexión estipula que 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 [26].

En este caso si tenemos una placa de circuito impreso al colocar vías (poste metálico) cómo forma de barrera, tendremos por cada vía varios cambios de medio entre la vía y el vidrio de la placa, después entre el vidrio y aire, posteriormente aire y metal y finalmente otro cambio de medio metal-vidrio. Para el desarrollo de la técnica propuesta de atenuación de ondas electromagnéticas en metales no perfectos o buenos conductores se utiliza el cálculo de los coeficientes de transmisión para poder cuantificar que proporción de la intensidad de la onda incidente es transmitida al material, para ello se tomó como base el desarrollo del cálculo de dichos coeficientes [27, 28]. Para nuestro sistema de vía se calcula de la siguiente manera:

$$E_t = \frac{2\eta_t(\omega)}{\eta_0} \quad (2.4)$$

$$E_i = \frac{\eta_t(\omega)}{\eta_0} + 1 \quad (2.5)$$

$$\tau = \frac{E_t}{E_i} \quad (2.6)$$

$$\tau = \frac{\frac{2\eta_t(\omega)}{\eta_0}}{\frac{\eta_t(\omega)}{\eta_0} + 1} \quad (2.7)$$

$$\tau = \frac{2\eta_t(\omega)}{\eta_t(\omega) + \eta_0} \quad (2.8)$$

Donde τ es el coeficiente de transmisión, E_t es el campo transmitido, E_i es el campo incidente, η_t es el índice de refracción del material conductor y debido a las características del material es un número complejo, η_0 es el índice de refracción del dieléctrico en este caso por ser un dieléctrico tenemos que es un número real, ω es la frecuencia angular. Para el cálculo η_t se tiene que:

$$\eta_t(\omega) = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_t(\omega)}} \quad (2.9)$$

donde ε_t es la permitividad del conductor, μ_0 es la permeabilidad del vacío. Sustituyendo la ecuación 2.9 en 2.8 obtenemos:

$$\tau = 2 \frac{\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_t(\omega)}}}{\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_t(\omega)}} + \eta_0} \quad (2.10)$$

El valor de la permitividad del conductor se puede obtener de la siguiente manera:

$$\varepsilon_t(\omega) = \varepsilon \left(1 - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon}\right) \quad (2.11)$$

Donde ε es la permitividad del material (cobre), y σ es la conductividad del material (cobre) y ω es la frecuencia angular. Sustituimos los valores de la ecuación 2.11 en 2.10 para obtener la siguiente ecuación:

$$\tau = 2 \frac{\sqrt{\frac{\mu_0}{\left(\varepsilon - j \frac{\sigma}{\omega}\right)}}}{\sqrt{\frac{\mu_0}{\left(\varepsilon - j \frac{\sigma}{\omega}\right)}} + \eta_0} \quad (2.12)$$

Cómo se mencionó anteriormente η_0 es el índice de refracción del dieléctrico, para el caso de tarjetas de circuitos impreso se usa un material conocido como FR4 el cual es un compuesto de resina epóxica reforzada de fibra de vidrio. FR significa en inglés “retardante de llama” e indica que el material respeta la norma UL94V-0 sobre la inflamabilidad de los materiales

plásticos, la cual garantiza la no propagación del fuego y su rápida extinción cuando el material se inflama y el 4, determina que es una resina epóxica reforzada con múltiples capas de fibra de vidrio tejida. Sus propiedades eléctricas y mecánicas son excelentes para circuitos que requieran perforaciones metalizadas especialmente los de tarjetas multicapa. Su constante dieléctrica a 1MHz usualmente esta entre 4.2 y 4.8.

Así tenemos que;

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_{dielectrico}}{\epsilon_{dielectrico}}}$$

En este caso tenemos

$$\begin{aligned}\mu_{dielectrico} &= \mu_r * \mu_0; \\ \epsilon_{dielectrico} &= \epsilon_r * \epsilon_0\end{aligned}$$

Donde $\epsilon_{dielectrico}$ es la permitividad del material dieléctrico, ϵ_r es la permitividad relativa del dieléctrico, ϵ_0 es la permitividad del vacío, $\mu_{dielectrico}$ es la permeabilidad del dieléctrico y μ_r es la permeabilidad relativa del dieléctrico.

Como se observa en la ecuación (2.12), el coeficiente de transmisión es un número complejo por lo tanto se requiere obtener los valores de magnitud y fase de dicho número complejo, en nuestro caso utilizamos el valor de la magnitud para poder determinar el coeficiente de transmisión de la onda.

Hacemos un cambio de variable en la ecuación 2.12 para tener un desarrollo del cálculo más simplificado, donde; $a = \mu_0$, $b = \epsilon$ y $c = \frac{\sigma}{\omega}$

$$\tau = 2 \frac{\sqrt{\frac{a}{(b - cj)}}}{\sqrt{\frac{a}{(b - cj)} + \eta_0}} \quad (2.13)$$

Multiplicamos por $\frac{b+cj}{b+cj}$

$$\frac{a}{b + cj} * \frac{b + cj}{b + cj} = \frac{ab + acj}{b^2 + c^2} = \frac{ab}{b^2 + c^2} + \frac{ac}{b^2 + c^2}j \quad (2.14)$$

$$\tau = 2 \frac{\sqrt{\frac{ab}{b^2 + c^2} + \frac{ac}{b^2 + c^2}j}}{\sqrt{\frac{ab}{b^2 + c^2} + \frac{ac}{b^2 + c^2}j + \eta_0}} \quad (2.15)$$

Realizamos otro cambio de variable donde ahora tenemos que: $x = \frac{ab}{b^2+c^2}$ e $y = \frac{ac}{b^2+c^2}$

$$\tau = 2 \frac{\sqrt{x+yj}}{\sqrt{x+yj} + \eta_0} \quad (2.16)$$

Multiplicamos la ecuación 2.16 por el conjugado del denominador

$$\frac{\sqrt{x+yj}}{\sqrt{x+yj} + \eta_0} * \frac{\sqrt{x+yj} - \eta_0}{\sqrt{x+yj} - \eta_0} = \frac{x+yj - \eta_0\sqrt{x+yj}}{x+yj - \eta_0^2} \quad (2.17)$$

Reducimos la Ecuación 2.17 y obtenemos que:

$$\tau = \frac{2(x+yj - \eta_0\sqrt{x+yj})}{x+yj - \eta_0^2} \quad (2.18)$$

Se utiliza el cálculo de un número complejo en su forma polar $Z = |Z|e^{i\theta}$ [29], donde:

$$Z = |Z|e^{i\theta} \quad (2.19)$$

$$|Z| = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (2.20)$$

$$e^{i\theta} = \cos\theta + \text{sen}\theta j \quad (2.21)$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{x}{y}\right) \quad (2.22)$$

Utilizamos los valores de las ecuaciones 2.19 a 2.22 y los sustituimos en 2.18, se obtiene:

$$\tau = \frac{2((\sqrt{x^2 + y^2}(\cos\theta + \text{sen}\theta j)) - \eta_0\sqrt{x^2 + y^2}(\cos\frac{\theta}{2} + \text{sen}\frac{\theta}{2}j))}{\sqrt{x^2 + y^2}(\cos\theta + \text{sen}\theta j) - \eta_0^2} \quad (2.23)$$

Con la ecuación 2.23 se realiza el graficado de los valores del coeficiente de transmisión, en la ecuación podemos observar que el valor está relacionado con la frecuencia angular ω .

La unidad decibeles (dB) se utiliza para varios propósitos. Una de esas aplicaciones es la cuantificación de pérdidas y ganancias que una señal de comunicaciones puede sufrir. En un circuito donde una señal de comunicaciones se transmite mediante corriente eléctrica es posible estudiar las pérdidas o ganancias que esta señal sufra si comparamos, sumamos o restamos las pérdidas y ganancias que se producen por los

elementos que componen el medio de transmisión. Esta Atenuación se expresa en dB y puede traspasarse a la magnitud que estemos midiendo. Por ejemplo, si tenemos un tramo de cable de señal que tiene una atenuación de -3dB, sabremos que la potencia de la señal al pasar por ese cable tendrá una pérdida de -3dB por metro. Para el cálculo de las perdidas en dB se tienen diferentes fórmulas dependiendo de los valores que se tengan (potencia, voltaje o corriente).

- Si se tienen dos valores de potencia diferentes: P1 y P2, y se desea saber cuál es el cambio de una con respecto a la otra, se utiliza la siguiente fórmula: $10 \log \left(\frac{P_2}{P_1} \right)$ dB, donde P2 es potencia de salida y P1 es potencia de entrada.
- Si se tienen dos valores de voltaje diferentes: V1 y V2, y se desea saber cuál es el cambio de una con respecto a la otra, se utiliza la siguiente fórmula: $20 \log \left(\frac{V_2}{V_1} \right)$ dB, donde V2 es voltaje de salida y V1 es voltaje de entrada.
- Si se tienen dos valores de corriente diferentes: I1 y I2, y se desea saber cuál es el cambio de una con respecto a la otra, se utiliza la siguiente fórmula: $20 \log \left(\frac{I_2}{I_1} \right)$ dB, donde I2 es corriente de salida e I1 es corriente de entrada.

Los valores en decibeles se expresan mediante escala logarítmica y no lineal. Esto significa que sus valores no son proporcionales. En términos prácticos, esto significa que el dB es muy útil para poder manejar escalas de gran magnitud. Dado esto, una diferencia en dB que puede parecer pequeña en términos proporcionales implicaría diferencias de valores muchísimo mayores a los que podríamos pensar. Aquí nos es útil aplicar la regla de 3 y 10.

Se obtienen los valores de los coeficientes de transmisión utilizando la ecuación 2.23 para un rango de 1 Hz a 240 MHz, se hace la conversión a decibeles y se grafican, ver la figura 2.5.

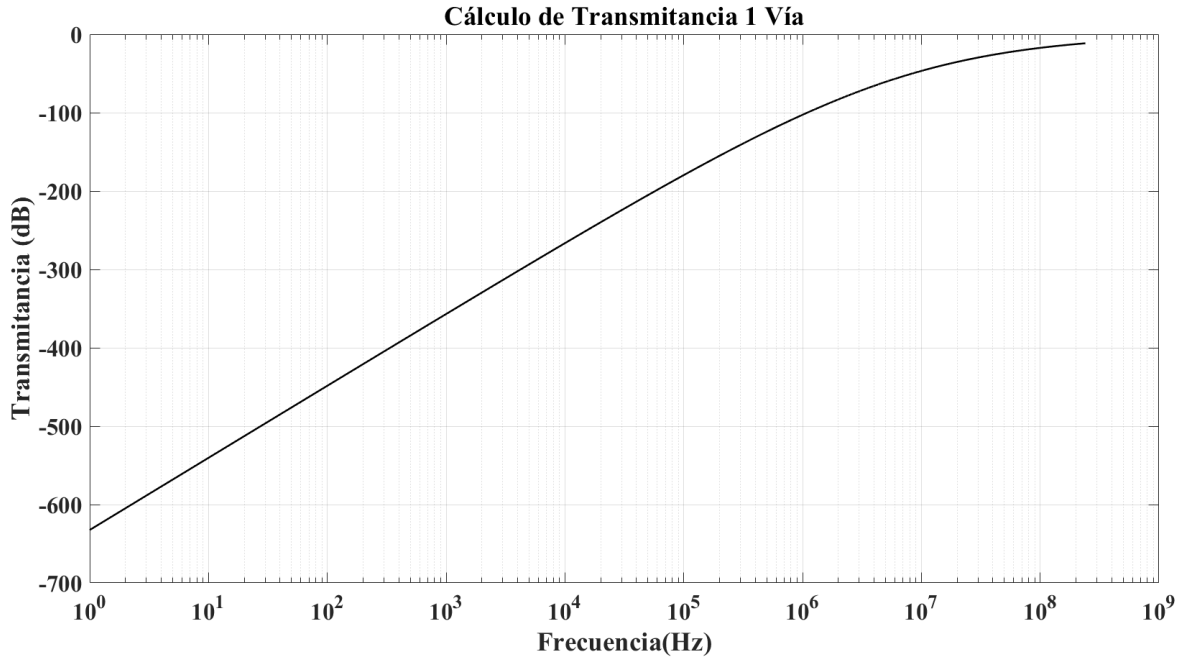


Figura 2.5. Gráfica de coeficientes de transmisión.

De acuerdo a los resultados obtenidos en la figura anterior los cuales representan el desarrollo teórico del coeficiente de transmisión de la ecuación 2.23, podemos visualizar que la vía como barrera puede ser una metodología de atenuación útil en el diseño de tarjetas, en la figura se aprecia que existe una relación entre la transmisión de la señal y su frecuencia, teniendo que para valores de frecuencias bajas existe una mayor pérdida de la señal con respecto a valores de frecuencia altos donde la señal puede pasar de un medio a otro casi sin pérdidas, como ejemplo podemos mencionar que para frecuencias bajas como 1 o 10Hz tenemos una atenuación de entre -550 y -600dB y para frecuencias altas disminuye hasta valores cercanos a 0dB, es decir no hay una atenuación. Por ello es posible decir que con el uso de vías como barrera es factible tener una reducción significativa de la interferencia electromagnética en una tarjeta de circuito impreso (PCB) que contenga vías en forma de escudo para separar un área analógica de una digital. Por lo que, es necesario corroborar de alguna manera esta teoría desarrollada hasta este punto. A continuación, se presenta el desarrollo experimental para verificar si dicha propuesta es correcta o es necesario definir una nueva propuesta metodológica para la atenuación de interferencia electromagnética.

2.2 Verificación experimental

Para verificar si la propuesta de colocar una barrera metálica fabricada por líneas de vías entre zonas de una tarjeta de circuito impreso (PCB) reduce la interferencia electromagnética entre estas dos zonas, presentamos un conjunto de pruebas experimentales basadas en diferentes configuraciones de PCB. Como necesitamos una referencia para establecer una comparación primero realizamos 10 mediciones en una PCB con un plano de tierra segmentado con el fin de establecer dos zonas A y B en la misma PCB. Después se realizan 5 pruebas sobre cinco PCBs, una con una fila de vías colocadas del lado B de la tarjeta, otra con una fila de vías colocadas en el lado A, con el fin de establecer si hay alguna diferencia en las mediciones que determinen si hay una mayor reducción en la EMI dependiendo de donde se colocan las vías. Después, se realizaron otras dos tarjetas, una con dos filas de vías en el lado B y otra en el lado A, con la intención de ver si hay diferencia en la colocación de las dos filas de vías en las dos zonas de la tarjeta. Finalmente, se realizó el diseño de una PCB con dos vías en el lado A y dos vías en el lado B, teniendo un total de 4 vías para verificar si se presenta o no una reducción de la interferencia electromagnética. A continuación, explicaremos de forma detallada cada una de las pruebas experimentales realizadas.

Las pruebas experimentales realizadas son las siguientes:

1. Medición de la reducción de voltaje con una tarjeta sin vías para que nos sirva como referencia de nuestras mediciones con un plano de tierra segmentado. Esta prueba se realiza para comprobar si la metodología de segmentación de planos por si sola ofrece una atenuación significativa en la EMI.
2. Medición de la reducción de voltaje con un semiplano de tierra colocando una barrera de vías del lado de la señal de prueba, lado B. La realización de esta prueba es para comparar los resultados obtenidos al agregar una barrera de vías en el diseño de las tarjetas contra la metodología de segmentación de planos.
3. Medición de la reducción de voltaje con un semiplano de tierra colocando una barrera de vías en el lado A. Esta prueba se realiza para comparar si existe alguna variación en la atenuación de EMI debido al cambio de la colocación de la barrera de vías de un lado a otro.
4. Medición de la reducción de voltaje con un semiplano de tierra colocando dos barreras de vías del lado de la señal de prueba, lado B. El propósito de la realización de esta prueba es comparar los

resultados obtenidos con las tarjetas con una barrera de vías y con la tarjeta con el plano de tierra segmentado, para determinar si existe una relación entre el número de barreras de vías y la atenuación de la EMI.

5. Medición de la reducción de voltaje con un semiplano de tierra colocando dos barreras de vías en el lado A. La realización de esta prueba junto con la prueba 3 es determinar si existe una variación en el grado de atenuación de la EMI debido al cambio de lugar de la barrera de vías con respecto a la tarjeta del punto 4, además de comparar el desempeño de esta con respecto a las tarjetas anteriores.
6. Medición de la atenuación con un semiplano de tierra colocando dos barreras de vías colocadas en el lado A y el lado B respectivamente. Finalmente, se realiza la prueba con una tarjeta donde se coloca una barrera con dos filas de vías de cada lado del plano segmentado, con la finalidad de comparar el desempeño de esta estrategia con las pruebas realizadas con anterioridad, para poder determinar si el grado de atenuación es dependiente del número de barreras que se coloquen en las tarjetas de circuito impreso.

Para la realización de las pruebas, las tarjetas cuentan con 5 puntos de medición en ambos lados A y B, con un total de 10 mediciones, los puntos de medición del lado B están etiquetados como SPP y los puntos del lado A como NPP. Para poder determinar si existe alguna atenuación se comparan los valores obtenidos de los puntos de medición del lado B y los puntos de medición del lado A y se obtiene las pérdidas por reducción de voltaje tanto lineal como en decibeles.

Como se mencionó anteriormente es necesario comprobar si el uso de vías es una técnica que se puede utilizar en el diseño de circuitos con bajo ruido para atenuar las interferencias electromagnéticas. Se diseñaron cuatro tarjetas de pruebas en Altium® y se explica de manera detallada cada una de ellas. En la figura 6 mostramos la tarjeta de pruebas sin vías únicamente utilizando la técnica de segmentación de planos de tierra para determinar si dicha técnica es suficiente para atenuar frecuencias del orden de 1Hz a 240MHz, en pasos de 10MHz, cómo se puede apreciar en el diseño de todas las tarjetas de prueba se combinaron las técnicas de segmentación de planos y las vías cómo escudos.

El arreglo experimental que se utilizó consta de un Generador de funciones de 240MHz Tektronix AFG3252 para simular las señales de interferencia, esta señal es una señal senoidal con una amplitud de 4V, con esta señal se realizaron mediciones en algunos puntos de prueba colocados en las tarjetas

de manera aleatoria antes y después de la barrera de vías, se procedió a guardar los datos medidos con un osciloscopio de 2GHz Tektronix TDS7154B en un formato Excel para poder procesarlos en MATLAB. Para la realización de las pruebas se suministra la señal senoidal a la tarjeta que hace la función de emular una señal de interferencia, se hace un barrido de frecuencias de 1kHz hasta 240MHz, de 1kHz a 1MHz se incrementó la frecuencia a 10 kHz, después a 100kHz a 500kHz y a 1MHz y a 10 MHz, a partir de 10MHz se realizaron incrementos de 10MHz hasta los 240MHz. Se obtienen los valores de medición con el osciloscopio, los datos se almacenan en una memoria USB para su posterior análisis y graficado. Los datos almacenados se procesan en MATLAB, y se grafica la función de transferencia $|H(f)|$ dada por:

$$|H(f)| = \left| \frac{V_{salida}(f)}{V_{entrada}(f)} \right| , \quad (2.24)$$

donde: f es igual a frecuencia.

Tanto lineal como en decibeles (dB), para poder visualizar la reducción de voltaje que se tiene en cada una de las tarjetas en el rango del barrido de frecuencia. A continuación, mostramos el arreglo experimental de pruebas (ver Fig. 2.6).

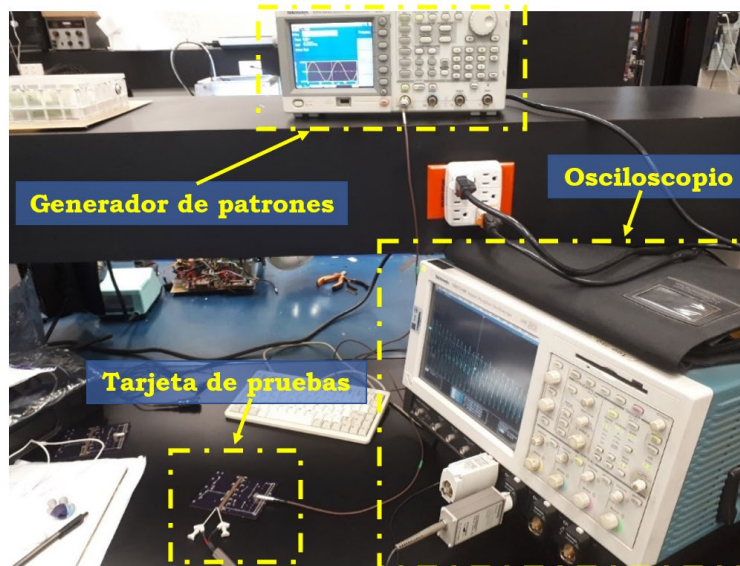


Figura 2.6. Arreglo experimental

En la siguiente figura se muestran algunos de los puntos de prueba en las diferentes tarjetas.

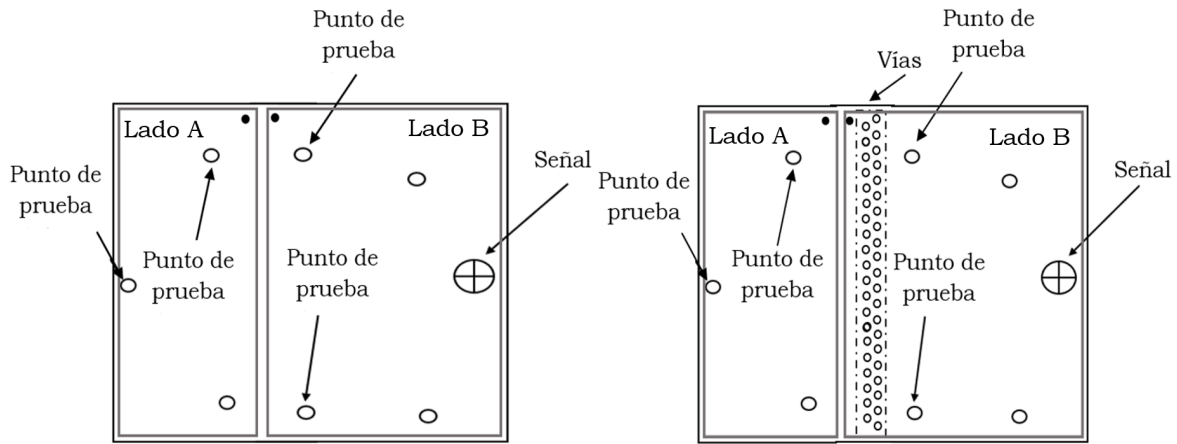


Figura 2.7. Puntos de medición en tarjetas de pruebas

A continuación, se presentan los resultados de medición de voltaje en los puntos de medición en las diferentes tarjetas de pruebas, los valores obtenidos fueron en voltaje, pero se realiza una conversión a dB debido a que la variación es más grande y se puede apreciar mejor la atenuación, es por ello que al cambiar de unidades de voltaje a dB lo podemos representar en escala logarítmica. La ecuación para realizar el cambio de escala es la siguiente:

$$20 \log \left(\frac{V_{sal}}{V_{ent}} \right) \text{dB}, \quad (2.25)$$

donde; V_{sal} es el voltaje de salida y V_{ent} es el voltaje de entrada.

Prueba 1:

Empezamos las pruebas con la tarjeta sin vías para tener cómo referencia estos datos y compararlos con las mediciones de las demás tarjetas. Se obtuvieron los valores de los puntos de medición en los lados A (sin señal) y B (con señal) mediante el arreglo experimental mencionado anteriormente, la tarjeta de pruebas tiene las siguientes dimensiones: 10.6 x 7.5 cm. En la figura 2.8 tenemos la tarjeta sin vías. cabe mencionar que los puntos denominados SPP1 al SPP5 son los colocados en el lado B y los puntos NPP1 al NPP5 son los colocados en el lado A.

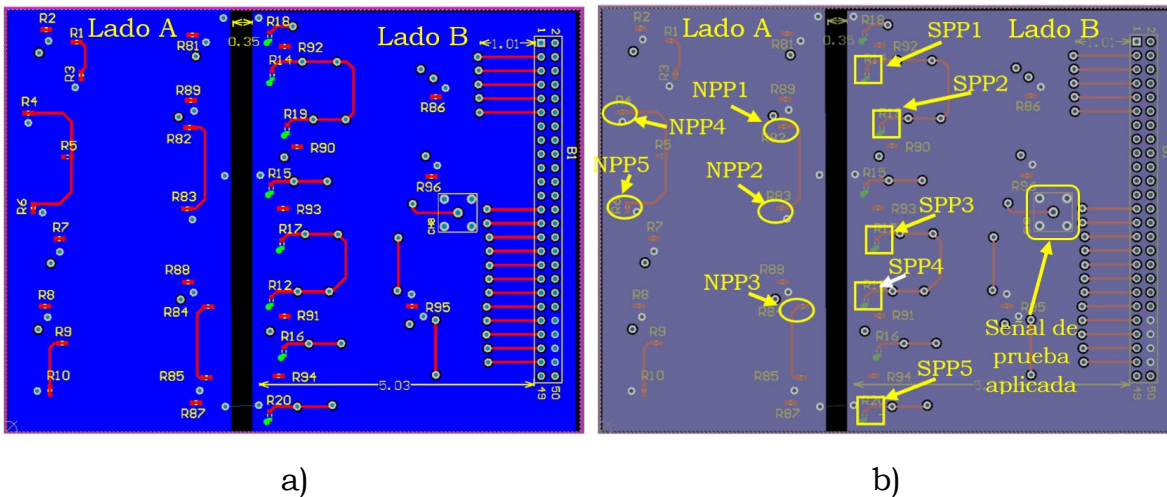


Figura 2.8. Tarjeta sin vías, como barrera colocamos solamente la utilización de la técnica de segmentación de planos para determinar si su sola utilización atenúa de manera considerable las EMI. a) Tarjeta diseñada en donde el lado A es sin aplicar la señal y el lado B es donde se aplica la señal de prueba. b) Puntos de medición en la tarjeta.

Posteriormente aplicamos la señal de prueba, esta señal es tiene una forma senoidal con una amplitud de 4V en todas las frecuencias utilizadas. Realizamos las mediciones correspondientes en los puntos que se seleccionaron en el lado A usando un barrido de frecuencia de 1kHz a 240MHz. En la figura 2.8 los rectángulos azules representan los planos de tierra segmentados, el rectángulo negro es el espacio entre dichos planos y las líneas rojas son las pistas por donde viaja la señal aplicada. En la tabla 2.1 tenemos los resultados de las mediciones de la tarjeta sin vías en los puntos mencionados, así como la desviación estándar de la medición σ_m (μV) medida directamente en el osciloscopio.

Frec.	SPP1 (mV)	SPP2 (mV)	SPP3 (mV)	SPP4 (mV)	SPP5 (mV)	NPP1 (mV)	NPP2 (mV)	NPP3 (mV)	NPP4 (mV)	NPP5 (mV)	σ_m (μV)	$ H(f) $	$ H(f) $ (dB)
240 MHz	4.254	4.254	4.254	4.254	4.254	4.254	4.254	4.254	4.254	4.254	4.254	1	0
230 MHz	4.873	4.873	4.873	4.873	4.873	4.873	4.873	4.873	4.873	4.873	4.873	1	0
220 MHz	4.070	4.070	4.070	4.070	4.070	4.070	4.070	4.070	4.070	4.070	4.070	1	0
210 MHz	4.090	4.090	4.090	4.090	4.090	4.090	4.090	4.090	4.090	4.090	4.090	1	0
200 MHz	3.969	3.969	3.969	3.969	3.969	3.969	3.969	3.969	3.969	3.969	3.969	1	0
190 MHz	4.165	4.165	4.165	4.165	4.165	4.165	4.165	4.165	4.165	4.165	4.165	1	0
180 MHz	4.810	4.810	4.810	4.810	4.810	4.810	4.810	4.810	4.810	4.810	4.810	1	0
170 MHz	4.448	4.448	4.448	4.448	4.448	4.448	4.448	4.448	4.448	4.448	4.448	1	0
160 MHz	4.193	4.193	4.193	4.193	4.193	4.193	4.193	4.193	4.193	4.193	4.193	1	0
150 MHz	4.153	4.153	4.153	4.153	4.153	4.153	4.153	4.153	4.153	4.153	4.153	1	0
140 MHz	4.187	4.187	4.187	4.187	4.187	4.187	4.187	4.187	4.187	4.187	4.187	1	0
130 MHz	4.232	4.232	4.232	4.232	4.232	4.232	4.232	4.232	4.232	4.232	4.232	1	0
120 MHz	4.397	4.397	4.397	4.397	4.397	4.397	4.397	4.397	4.397	4.397	4.397	1	0
110 MHz	4.230	4.230	4.230	4.230	4.230	4.230	4.230	4.230	4.230	4.230	4.230	1	0

100 MHz	4.205	4.205	4.205	4.205	4.205	4.205	4.205	4.205	4.205	4.205	4.205	1	0
90 MHz	4.236	4.236	4.236	4.236	4.236	4.236	4.236	4.236	4.236	4.236	4.236	1	0
80 MHz	4.192	4.192	4.192	4.192	4.192	4.192	4.192	4.192	4.192	4.192	4.192	1	0
70 MHz	4.153	4.153	4.153	4.153	4.153	4.153	4.153	4.153	4.153	4.153	4.153	1	0
60 MHz	4.163	4.163	4.163	4.163	4.163	4.163	4.163	4.163	4.163	4.163	4.163	1	0
50 MHz	4.347	4.347	4.347	4.347	4.347	4.347	4.347	4.347	4.347	4.347	4.347	1	0
40 MHz	4.388	4.388	4.388	4.388	4.388	4.388	4.388	4.388	4.388	4.388	4.388	1	0
30 MHz	4.377	4.377	4.377	4.377	4.377	4.377	4.377	4.377	4.377	4.377	4.377	1	0
20 MHz	4.600	4.600	4.600	4.600	4.600	4.600	4.600	4.600	4.600	4.600	4.600	1	0
10 MHz	4.632	4.632	4.632	4.632	4.632	4.632	4.632	4.632	4.632	4.632	4.632	1	0
1 MHz	4.775	4.775	4.775	4.775	4.775	4.775	4.775	4.775	4.775	4.775	4.775	1	0
500 kHz	4.803	4.803	4.803	4.803	4.803	4.803	4.803	4.803	4.803	4.803	4.803	1	0
100 kHz	4.648	4.648	4.648	4.648	4.648	4.648	4.648	4.648	4.648	4.648	4.648	1	0
10 kHz	4.619	4.619	4.619	4.619	4.619	4.619	4.619	4.619	4.619	4.619	4.619	1	0
1 kHz	4.771	4.771	4.771	4.771	4.771	4.771	4.771	4.771	4.771	4.771	4.771	1	0

Tabla 2.1. Mediciones de la tarjeta sin Vías

Después, se graficaron los resultados obtenidos y se muestran en la figura 9, como se puede observar en los puntos de prueba de los lados A y B no existe una variación en las mediciones. De acuerdo con la tabla 2.1 las mediciones en los 10 puntos (SPP1 a SPP5, NPP1 a NPP5) son iguales, por lo que, solo se presenta una sola curva en la gráfica en la figura 2.9.

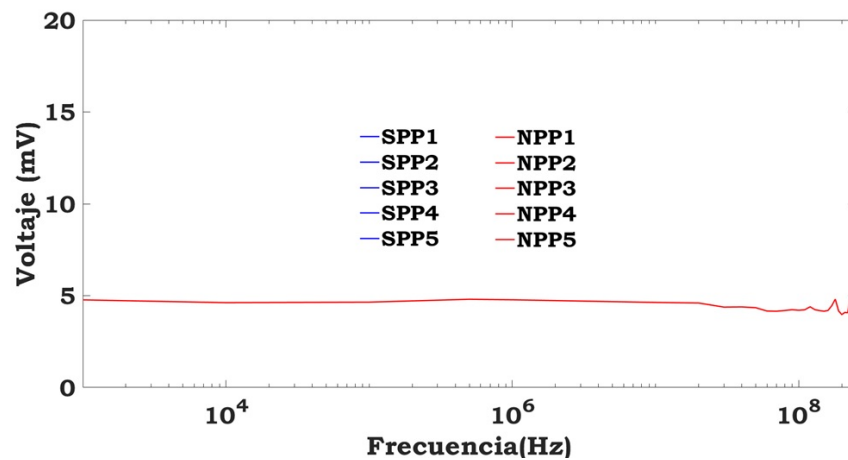


Figura 2.9. Resultados de medición en los puntos de prueba.

En este caso no se observa ninguna disminución debido a la segmentación del plano de tierra de acuerdo con los resultados obtenidos. Se utiliza la ecuación 2.25 para realizar el cambio de valores a decibeles, los cuales son presentados en la gráfica de la figura 2.10b. En la figura 2.10a se presenta la gráfica la función de transferencia ($|H(f)|$) vs la frecuencia y la figura 2.10b presenta la gráfica la función de transferencia ($|H(f)|$) en decibelios vs la frecuencia. Recordando que el valor de la función de transferencia ($|H(f)|$) está dado por la siguiente ecuación:

$$|H(f)| = \left| \frac{V_{salida}(f)}{V_{entrada}(f)} \right| ,$$

donde: f es igual a frecuencia.

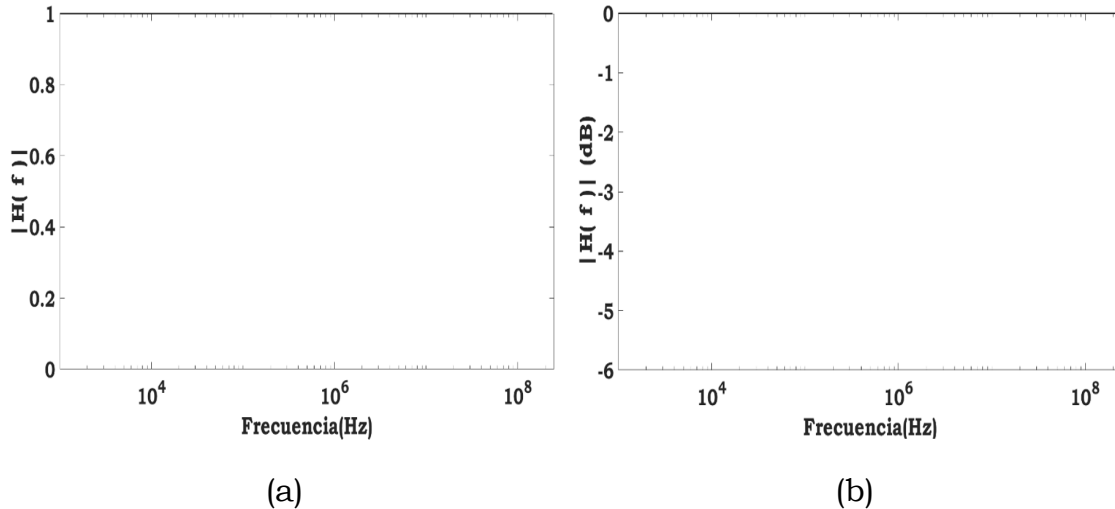


Figura 2.10. Función de transferencia vs la frecuencia. (a) Escala lineal y (b) Escala en decibelios.

De estos resultados experimentales se observa que, aun segmentando el plano de tierra, el campo electromagnético viaja del lado A al B sin ninguna afectación ya que se mide lo mismo en ambas zonas. Con lo que concluimos que la segmentación del plano de tierra en una PCB no reduce la EMI. Estos datos los vamos a usar como referencia para establecer el efecto de la colocación de la barrera metálica propuesta, la cual estará formada por un arreglo lineal de vías entre la zona A y B.

Prueba 2:

En la figura 2.11 tenemos la segunda tarjeta de circuito impreso (PCB) de prueba, la cual cuenta con un arreglo de vías que forman una barrera con un ancho de una vía en el lado B, es decir se coloca en el mismo lado donde se aplica la señal. Se obtuvieron los valores de los puntos de medición en los lados A y B mediante el arreglo experimental mencionado anteriormente. Las mediciones realizadas en el lado B son en los 5 puntos denominados SPP1 al SPP5 y en el lado A las mediciones se llevan a cabo en los puntos NPP1 al NPP5. Los rectángulos azules representan los planos de tierra segmentados, el rectángulo negro el espacio entre dichos planos y las líneas rojas son las pistas por donde viaja la señal aplicada

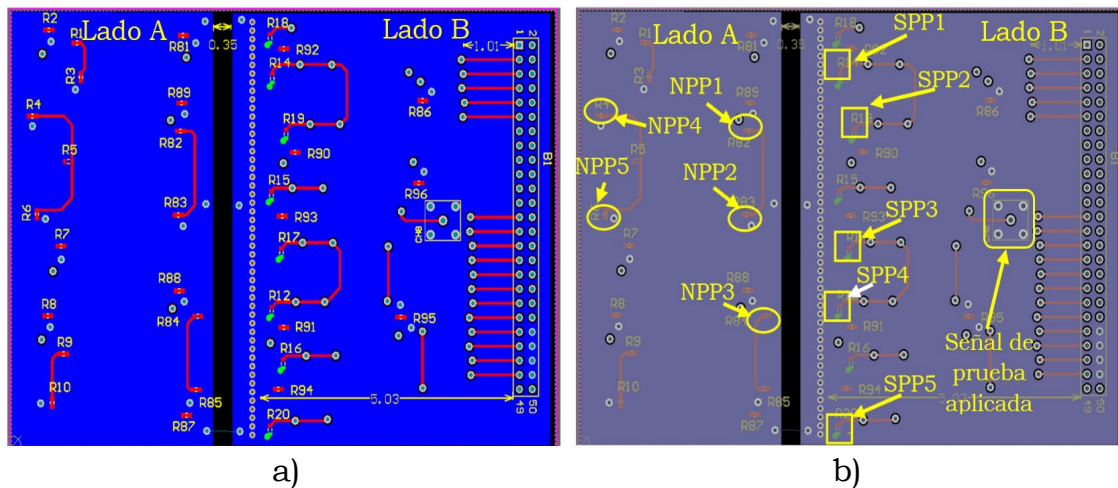


Figura 2.11. Tarjeta de circuito impreso con 1 línea de vías. a) Diseño de la tarjeta y b) Imagen que muestra los puntos de medición en la tarjeta.

En la tabla 2.2 se presentan los resultados de las mediciones de la tarjeta, así como la desviación estándar σ_m (μV) medida con el osciloscopio con una línea de vías colocada en el lado B. Cabe mencionar que los puntos de prueba seleccionados están colocados a largo de la línea de vías con el fin de cubrir toda la línea.

Frec.	SPP1 (mV)	SPP2 (mV)	SPP3 (mV)	SPP4 (mV)	SPP5 (mV)	NPP1 (mV)	NPP2 (mV)	NPP3 (mV)	NPP4 (mV)	NPP5 (mV)	σ_m (μV)	$ H(f) $	$ H(f) $ (dB)
240 MHz	8.566	8.566	8.566	8.566	8.566	4.336	4.336	4.336	4.336	4.336	421.7	0.506	-5.91
230 MHz	12.620	12.620	12.620	12.620	12.620	6.361	6.361	6.361	6.361	6.361	480.9	0.504	-5.95
220 MHz	7.922	7.922	7.922	7.922	7.922	5.235	5.235	5.235	5.235	5.235	416.5	0.660	-3.59
210 MHz	6.246	6.246	6.246	6.246	6.246	4.735	4.735	4.735	4.735	4.735	379.7	0.758	-2.4
200 MHz	6.125	6.125	6.125	6.125	6.125	4.947	4.947	4.947	4.947	4.947	373.3	0.807	-1.85
190 MHz	8.988	8.988	8.988	8.988	8.988	5.960	5.960	5.960	5.960	5.960	386.8	0.663	-3.56
180 MHz	17.477	17.477	17.477	17.477	17.477	9.508	9.508	9.508	9.508	9.508	446.3	0.544	-5.28
170 MHz	17.382	17.382	17.382	17.382	17.382	6.071	6.071	6.071	6.071	6.071	441.5	0.349	-9.13
160 MHz	9.925	9.925	9.925	9.925	9.925	4.499	4.499	4.499	4.499	4.499	418.3	0.453	-6.87
150 MHz	7.583	7.583	7.583	7.583	7.583	4.224	4.224	4.224	4.224	4.224	409.9	0.557	-5.08
140 MHz	6.932	6.932	6.932	6.932	6.932	4.056	4.056	4.056	4.056	4.056	425	0.585	-4.65
130 MHz	6.737	6.737	6.737	6.737	6.737	4.139	4.139	4.139	4.139	4.139	388.5	0.614	-4.23
120 MHz	7.501	7.501	7.501	7.501	7.501	4.122	4.122	4.122	4.122	4.122	405.5	0.549	-5.2
110 MHz	7.626	7.626	7.626	7.626	7.626	4.155	4.155	4.155	4.155	4.155	403.1	0.544	-5.27
100 MHz	6.361	6.361	6.361	6.361	6.361	4.074	4.074	4.074	4.074	4.074	515.5	0.640	-3.87
90 MHz	6.028	6.028	6.028	6.028	6.028	4.108	4.108	4.108	4.108	4.108	453	0.681	-3.33
80 MHz	5.858	5.858	5.858	5.858	5.858	4.047	4.047	4.047	4.047	4.047	431.7	0.690	-3.21
70 MHz	5.949	5.949	5.949	5.949	5.949	4.022	4.022	4.022	4.022	4.022	424.5	0.676	-3.4
60 MHz	5.765	5.765	5.765	5.765	5.765	4.101	4.101	4.101	4.101	4.101	431.7	0.711	-2.95
50 MHz	5.852	5.852	5.852	5.852	5.852	4.209	4.209	4.209	4.209	4.209	414	0.719	-2.86
40 MHz	5.429	5.429	5.429	5.429	5.429	4.287	4.287	4.287	4.287	4.287	336.1	0.789	-2.05
30 MHz	5.256	5.256	5.256	5.256	5.256	4.244	4.244	4.244	4.244	4.244	309.3	0.807	-1.85
20 MHz	5.300	5.300	5.300	5.300	5.300	4.521	4.521	4.521	4.521	4.521	339.2	0.853	-1.38
10 MHz	5.317	5.317	5.317	5.317	5.317	4.541	4.541	4.541	4.541	4.541	298.1	0.854	-1.37
1 MHz	5.664	5.664	5.664	5.664	5.664	4.765	4.765	4.765	4.765	4.765	302.2	0.841	-1.5

500 kHz	5.667	5.667	5.667	5.667	5.667	4.753	4.753	4.753	4.753	4.753	295.9	0.838	-1.52
100 kHz	5.558	5.558	5.558	5.558	5.558	4.655	4.655	4.655	4.655	4.655	292.9	0.837	-1.54
10 kHz	5.614	5.614	5.614	5.614	5.614	4.589	4.589	4.589	4.589	4.589	286.5	0.817	-1.75
1 kHz	5.279	5.279	5.279	5.279	5.279	4.554	4.771	4.771	4.771	4.771	270.4	0.862	-1.28

Tabla 2.2. Mediciones en la tarjeta con una línea de vías colocadas en el lado B de la tarjeta.

Se graficaron los resultados obtenidos de la tabla 2.2 y en la figura 2.12 se muestra la gráfica correspondiente. Como se puede observar existe una diferencia entre los puntos medidos del lado B respecto a las mediciones obtenidas en lado A.

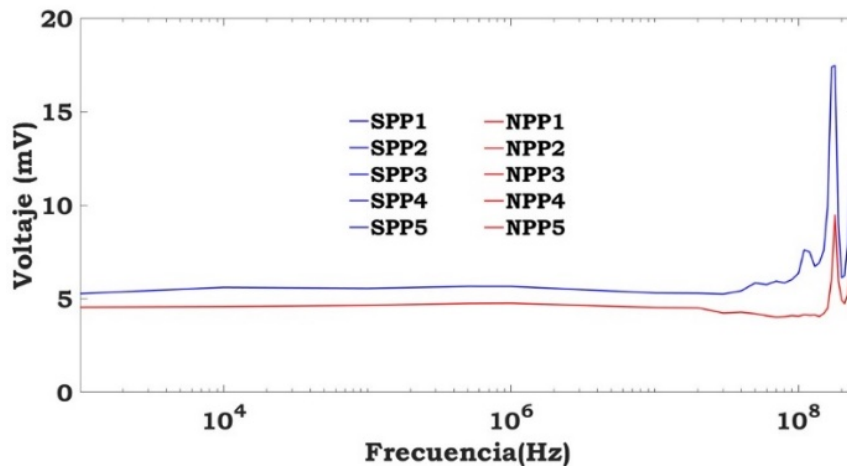


Figura 2.12. Resultados de medición en los puntos de prueba tarjeta 1 vía. En la gráfica se observan que todas las mediciones de los puntos SPP1 a SPP5 son iguales por eso tienen el mismo color (azul) y se superponen, lo mismo ocurre con las mediciones de los puntos NPP1 a NPP5 (color rojo).

Más adelante, graficamos la función de transferencia de manera lineal (figura 2.13a) y en decibelios (figura 2.13b) para visualizar mejor la variación en las mediciones. Tengamos en mente que si presenta un valor de la función de transferencia igual a 1 significaría que la señal de salida es igual a la señal de entrada, es decir no existiría una reducción en la EMI y si tenemos un valor de cero quiere decir que hay una reducción máxima de la EMI, ya que la señal a la salida tendría un valor de cero.

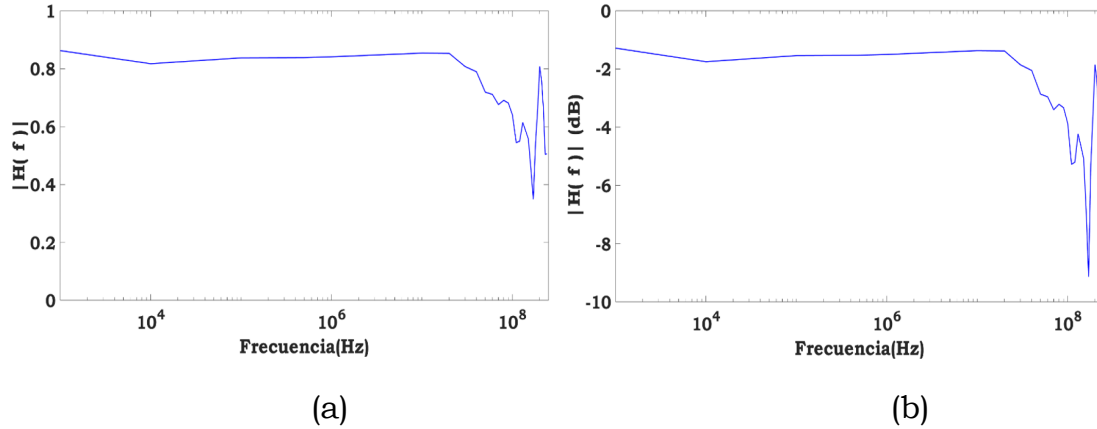


Figura 2.13. Función de transferencia vs la frecuencia de las mediciones obtenidas colocando una línea de vías en lado B del PCB. (a) Escala lineal y (b) Escala en decibelios.

Prueba 3:

En la figura 2.14 tenemos la tercera tarjeta de circuito impreso (PCB) de prueba, la cual cuenta con un arreglo de vías que forman una barrera con un ancho de una vía en el lado A, es decir se coloca en el lado donde no se aplica la señal. Los rectángulos azules representan los planos de tierra segmentados, el rectángulo negro el espacio entre dichos planos y las líneas rojas son las pistas por donde viaja la señal aplicada. Se obtuvieron los valores de los puntos de medición en los lados A y B mediante el arreglo experimental mencionado anteriormente. Las mediciones realizadas en el lado B son en los 5 puntos denominados SPP1 al SPP5 y en el lado A las mediciones se llevan a cabo en los puntos NPP1 al NPP5.

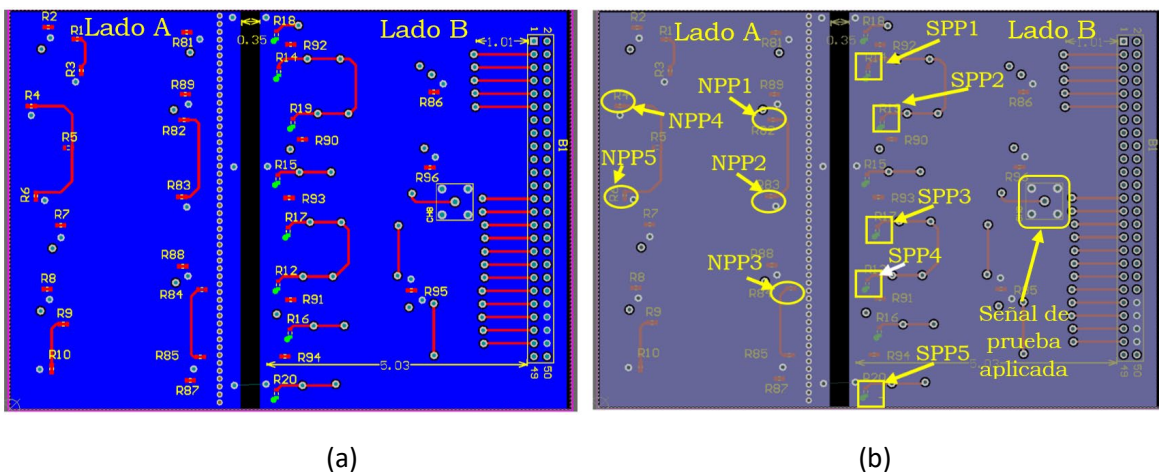


Figura 2.14. Tarjeta de circuito impreso con 1 línea de vías en el lado A. (a) Diseño de la tarjeta y b) Imagen que muestra los puntos de medición en la tarjeta.

En la tabla 2.3 se visualizan los resultados de las mediciones de la tarjeta con una fila de vías del lado A en los puntos de medición colocados, cabe mencionar que los puntos denominados SPP1 al 5 son los colocados en el lado B y los puntos NPP1 al 5 son los colocados en el lado A.

Frec.	SPP1	SPP2	SPP3	SSP4	SSP5	NPP1	NPP2	NPP3	NPP4	NPP5	σ_m	$ H(f) $	$ H(f) $
	(mV)	(mV)	(mV)	(mV)	(mV)	(mV)	(mV)	(mV)	(mV)	(mV)	(μV)		(dB)
240 MHz	8.566	8.566	8.566	8.566	8.566	4.336	4.336	4.336	4.336	4.336	421.7	0.506	-5.91
230 MHz	12.620	12.620	12.620	12.620	12.620	6.361	6.361	6.361	6.361	6.361	480.9	0.504	-5.95
220 MHz	7.922	7.922	7.922	7.922	7.922	5.235	5.235	5.235	5.235	5.235	416.5	0.660	-3.59
210 MHz	6.246	6.246	6.246	6.246	6.246	4.735	4.735	4.735	4.735	4.735	379.7	0.758	-2.4
200 MHz	6.125	6.125	6.125	6.125	6.125	4.947	4.947	4.947	4.947	4.947	373.3	0.807	-1.85
190 MHz	8.988	8.988	8.988	8.988	8.988	5.960	5.960	5.960	5.960	5.960	386.8	0.663	-3.56
180 MHz	17.477	17.477	17.477	17.477	17.477	9.508	9.508	9.508	9.508	9.508	446.3	0.544	-5.28
170 MHz	17.382	17.382	17.382	17.382	17.382	6.071	6.071	6.071	6.071	6.071	441.5	0.349	-9.13
160 MHz	9.925	9.925	9.925	9.925	9.925	4.499	4.499	4.499	4.499	4.499	418.3	0.453	-6.87
150 MHz	7.583	7.583	7.583	7.583	7.583	4.224	4.224	4.224	4.224	4.224	409.9	0.557	-5.08
140 MHz	6.932	6.932	6.932	6.932	6.932	4.056	4.056	4.056	4.056	4.056	425	0.585	-4.65
130 MHz	6.737	6.737	6.737	6.737	6.737	4.139	4.139	4.139	4.139	4.139	388.5	0.614	-4.23
120 MHz	7.501	7.501	7.501	7.501	7.501	4.122	4.122	4.122	4.122	4.122	405.5	0.549	-5.2
110 MHz	7.626	7.626	7.626	7.626	7.626	4.155	4.155	4.155	4.155	4.155	403.1	0.544	-5.27
100 MHz	6.361	6.361	6.361	6.361	6.361	4.074	4.074	4.074	4.074	4.074	515.5	0.640	-3.87
90 MHz	6.028	6.028	6.028	6.028	6.028	4.108	4.108	4.108	4.108	4.108	453	0.681	-3.33
80 MHz	5.858	5.858	5.858	5.858	5.858	4.047	4.047	4.047	4.047	4.047	431.7	0.690	-3.21
70 MHz	5.949	5.949	5.949	5.949	5.949	4.022	4.022	4.022	4.022	4.022	424.5	0.676	-3.4
60 MHz	5.765	5.765	5.765	5.765	5.765	4.101	4.101	4.101	4.101	4.101	431.7	0.711	-2.95
50 MHz	5.852	5.852	5.852	5.852	5.852	4.209	4.209	4.209	4.209	4.209	414	0.719	-2.86
40 MHz	5.429	5.429	5.429	5.429	5.429	4.287	4.287	4.287	4.287	4.287	336.1	0.789	-2.05
30 MHz	5.256	5.256	5.256	5.256	5.256	4.244	4.244	4.244	4.244	4.244	309.3	0.807	-1.85
20 MHz	5.300	5.300	5.300	5.300	5.300	4.521	4.521	4.521	4.521	4.521	339.2	0.853	-1.38
10 MHz	5.317	5.317	5.317	5.317	5.317	4.541	4.541	4.541	4.541	4.541	298.1	0.854	-1.37
1 MHz	5.664	5.664	5.664	5.664	5.664	4.765	4.765	4.765	4.765	4.765	302.2	0.841	-1.5
500 kHz	5.667	5.667	5.667	5.667	5.667	4.753	4.753	4.753	4.753	4.753	295.9	0.838	-1.52
100 kHz	5.558	5.558	5.558	5.558	5.558	4.655	4.655	4.655	4.655	4.655	292.9	0.837	-1.54
10 kHz	5.614	5.614	5.614	5.614	5.614	4.589	4.589	4.589	4.589	4.589	286.5	0.817	-1.75
1 kHz	5.279	5.279	5.279	5.279	5.279	4.554	4.771	4.771	4.771	4.771	270.4	0.862	-1.28

Tabla 2.3. Mediciones de la tarjeta con una línea de vías del lado A.

Se graficaron los resultados obtenidos de la tabla 2.3 y en la figura 2.15 se muestra la gráfica correspondiente. Como se puede observar existe una diferencia entre los puntos medidos del lado B respecto a las mediciones obtenidas en lado A.

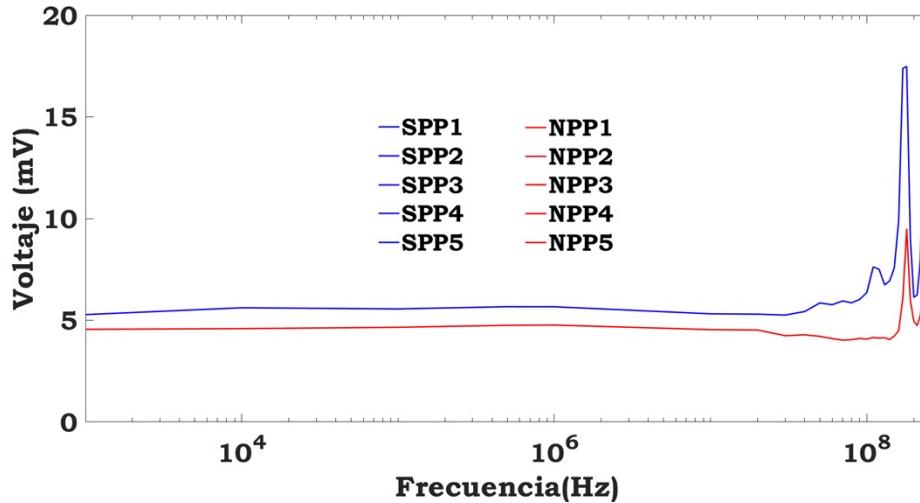


Figura 2.15. Resultados de medición en la tarjeta de pruebas 1 vía después del plano segmentado. Como en la prueba anterior los resultados de SPP1 a SPP5 son iguales y se sobreponen (azul) y los puntos NPP1 a NPP5 también son iguales (rojo).

Graficamos la función de transferencia de manera lineal (figura 2.16a) y en decibelios (figura 2.16b) para visualizar mejor la variación en las mediciones. Tengamos en mente que si presenta un valor de la función de transferencia igual a 1 significaría que la señal de salida es igual a la señal de entrada, es decir no existiría una reducción en la EMI y si tenemos un valor de cero quiere decir que hay una reducción máxima de la EMI, ya que la señal a la salida tendría un valor de cero.

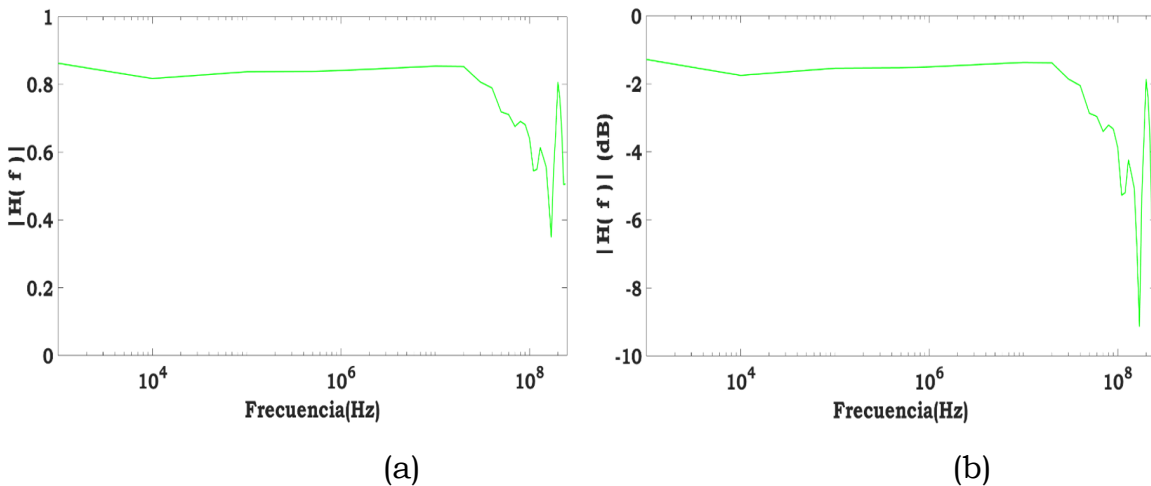


Figura 2.16. Función de transferencia en escala lineal y logarítmica de la tarjeta con una línea de vías en el lado A (a) Gráfica en escala lineal (b) Gráfica en escala logarítmica.

Prueba 4:

En la figura 2.17 tenemos la cuarta tarjeta de circuito impreso (PCB) de prueba, la cual cuenta con un arreglo de vías que forman una barrera con un ancho de dos vías en el lado B, es decir se coloca en el lado donde se aplica la señal. Los rectángulos azules representan los planos de tierra segmentados, el rectángulo negro el espacio entre dichos planos y las líneas rojas son las pistas por donde viaja la señal aplicada. Se obtuvieron los valores de los puntos de medición en los lados A y B mediante el arreglo experimental mencionado anteriormente. Las mediciones realizadas en el lado B son en los 5 puntos denominados SPP1 al SPP5 y en el lado A las mediciones se llevan a cabo en los puntos NPP1 al NPP5.

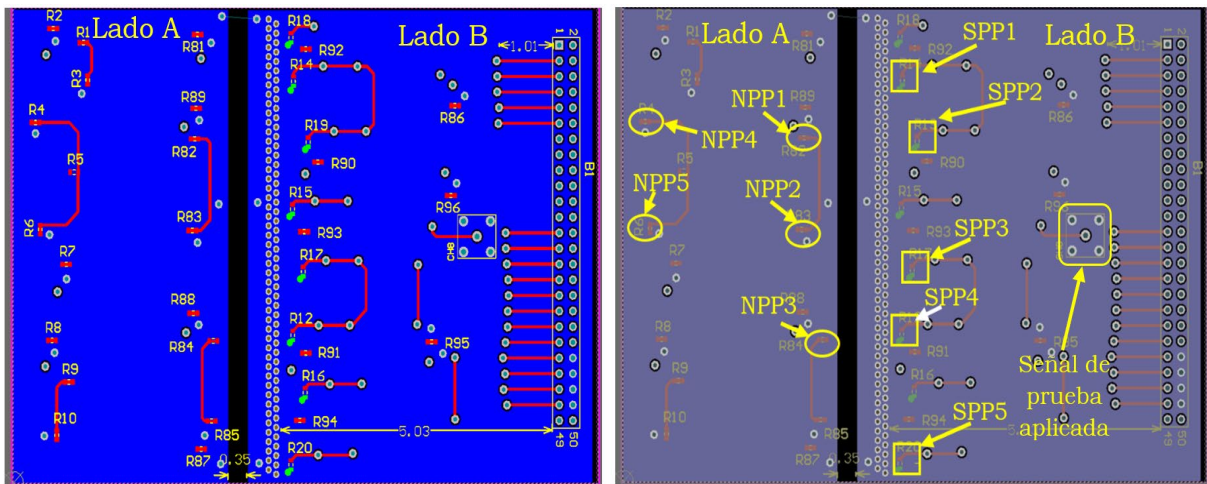


Figura 2.17. Tarjeta de circuito impreso con dos líneas de vías en el lado B. (a) Diseño de la tarjeta y (b) Imagen que muestra los puntos de medición en la tarjeta.

En la tabla 2.4 se muestran los resultados de las mediciones de la tarjeta con dos filas de vías del lado B en los puntos colocados en los lados A y B.

Frec.	SPP1 (mV)	SPP2 (mV)	SPP3 (mV)	SPP4 (mV)	SPP5 (mV)	NPP1 (mV)	NPP2 (mV)	NPP3 (mV)	NPP4 (mV)	NPP5 (mV)	σ_m (μ V)	$ H(f) $	$ H(f) $ (dB)
240 MHz	6.589	6.589	6.589	6.589	6.589	4.309	4.309	4.309	4.309	4.309	430.6	0.653	-3.68
230 MHz	7.532	7.532	7.532	7.532	7.532	5.866	5.866	5.866	5.866	5.866	404.5	0.778	-2.17
220 MHz	5.847	5.847	5.847	5.847	5.847	4.892	4.892	4.892	4.892	4.892	361.1	0.836	-1.54
210 MHz	5.255	5.255	5.255	5.255	5.255	4.497	4.497	4.497	4.497	4.497	404.5	0.855	-1.35
200 MHz	5.085	5.085	5.085	5.085	5.085	4.589	4.589	4.589	4.589	4.589	389.4	0.902	-0.89
190 MHz	6.480	6.480	6.480	6.480	6.480	5.466	5.466	5.466	5.466	5.466	408.1	0.843	-1.47
180 MHz	10.577	10.577	10.577	10.577	10.577	6.990	6.990	6.990	6.990	6.990	429.3	0.660	-3.59
170 MHz	9.190	9.190	9.190	9.190	9.190	4.806	4.806	4.806	4.806	4.806	425.2	0.522	-5.63
160 MHz	7.138	7.138	7.138	7.138	7.138	4.215	4.215	4.215	4.215	4.215	404.8	0.590	-4.57
150 MHz	6.325	6.325	6.325	6.325	6.325	4.127	4.127	4.127	4.127	4.127	415.1	0.652	-3.7

140 MHz	6.197	6.197	6.197	6.197	6.197	4.052	4.052	4.052	4.052	4.052	398.1	0.653	-3.69
130 MHz	6.410	6.410	6.410	6.410	6.410	4.047	4.047	4.047	4.047	4.047	377.6	0.631	-3.99
120 MHz	6.866	6.866	6.866	6.866	6.866	3.951	3.951	3.951	3.951	3.951	428.2	0.575	-4.79
110 MHz	7.027	7.027	7.027	7.027	7.027	4.021	4.021	4.021	4.021	4.021	397.4	0.572	-4.84
100 MHz	6.402	6.402	6.402	6.402	6.402	4.024	4.024	4.024	4.024	4.024	434.3	0.628	-4.03
90 MHz	6.246	6.246	6.246	6.246	6.246	3.974	3.974	3.974	3.974	3.974	399.9	0.636	-3.92
80 MHz	6.226	6.226	6.226	6.226	6.226	4.094	4.094	4.094	4.094	4.094	446.5	0.657	-3.64
70 MHz	6.498	6.498	6.498	6.498	6.498	3.928	3.928	3.928	3.928	3.928	441.1	0.604	-4.37
60 MHz	6.402	6.402	6.402	6.402	6.402	4.040	4.040	4.040	4.040	4.040	405.6	0.631	-3.99
50 MHz	6.440	6.440	6.440	6.440	6.440	4.239	4.239	4.239	4.239	4.239	385.7	0.658	-3.63
40 MHz	5.980	5.980	5.980	5.980	5.980	4.173	4.173	4.173	4.173	4.173	356.9	0.697	-3.12
30 MHz	5.660	5.660	5.660	5.660	5.660	4.243	4.243	4.243	4.243	4.243	331.3	0.749	-2.5
20 MHz	5.840	5.840	5.840	5.840	5.840	4.394	4.394	4.394	4.394	4.394	309.4	0.752	-2.47
10 MHz	5.761	5.761	5.761	5.761	5.761	4.489	4.489	4.489	4.489	4.489	288.1	0.779	-2.16
1 MHz	6.167	6.167	6.167	6.167	6.167	4.773	4.773	4.773	4.773	4.773	306.2	0.773	-2.22
500 kHz	6.121	6.121	6.121	6.121	6.121	4.676	4.676	4.676	4.676	4.676	287	0.763	-2.33
100 kHz	5.998	5.998	5.998	5.998	5.998	4.649	4.649	4.649	4.649	4.649	286.1	0.775	-2.21
10 kHz	6.005	6.005	6.005	6.005	6.005	4.551	4.551	4.551	4.551	4.551	261.1	0.757	-2.4
1 kHz	5.404	5.404	5.404	5.404	5.404	4.576	4.576	4.576	4.576	4.576	246.9	0.846	-1.44

Tabla 2.4. PCB con una línea de dos vías en el lado B

Se graficaron los resultados obtenidos de la tabla 2.4 y en la figura 2.18 se muestra la gráfica correspondiente. Como se puede observar existe una diferencia entre los puntos medidos del lado B respecto a las mediciones obtenidas en lado A.

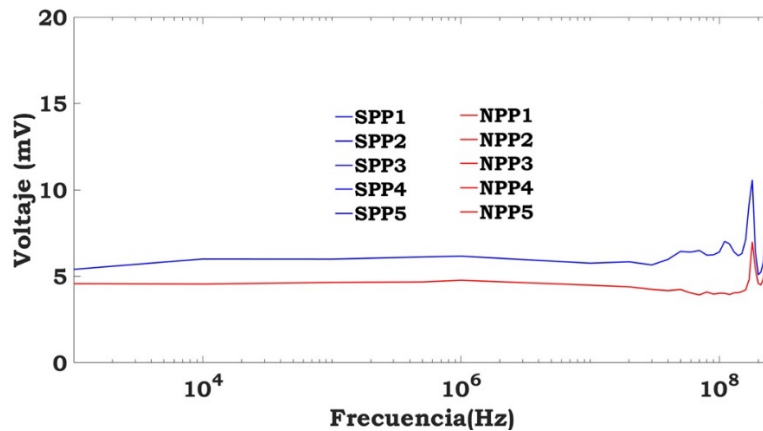


Figura 2.18. Resultados de medición tarjeta de pruebas 2 vías señal en plano segmentado. Los puntos SPP1 a SPP5 son iguales por eso tienen el mismo color (azul) y se superponen, lo mismo ocurre con las mediciones de los puntos NPP1 a NPP5 (color rojo).

Graficamos la función de transferencia de manera lineal (figura 2.19a) y en decibelios (figura 2.19b) para visualizar mejor la variación en las mediciones.

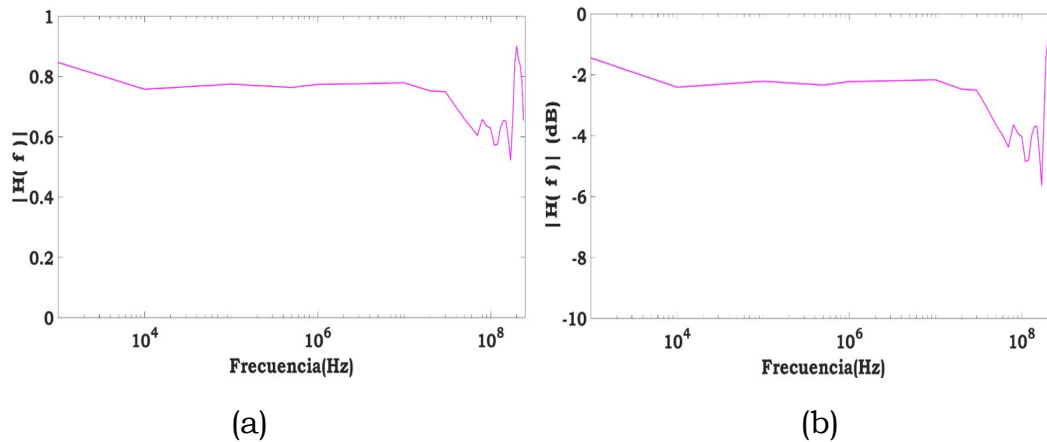


Figura 2.19.1 Función de transferencia en escala lineal y logarítmica de la tarjeta con dos líneas de vías en el lado B (a) Gráfica en escala lineal (b) Gráfica en escala logarítmica.

Prueba 5

En la figura 2.20 tenemos la quinta tarjeta de circuito impreso (PCB) de prueba, la cual cuenta con un arreglo de vías que forman una barrera con un ancho de dos vías en el lado A, es decir se coloca en el lado donde no se aplica la señal. Los rectángulos azules representan los planos de tierra segmentados, el rectángulo negro el espacio entre dichos planos y las líneas rojas son las pistas por donde viaja la señal aplicada. Se obtuvieron los valores de los puntos de medición en los lados A y B mediante el arreglo experimental mencionado anteriormente. Las mediciones realizadas en el lado B son en los 5 puntos denominados SPP1 al SPP5 y en el lado A las mediciones se llevan a cabo en los puntos NPP1 al NPP5.

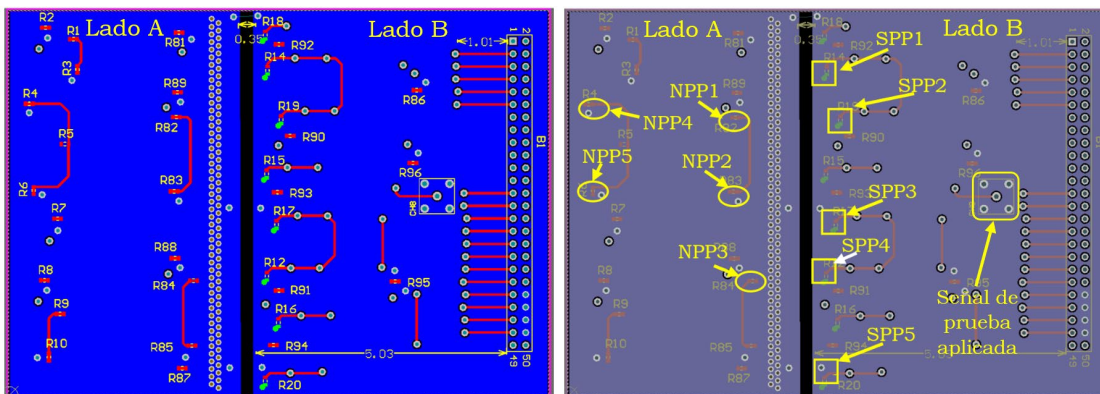


Figura 2.20. Tarjeta de circuito impreso con dos líneas de vías en el lado A. (a) Diseño de la tarjeta y (b) Imagen que muestra los puntos de medición en la tarjeta.

En la tabla 2.5 tenemos los resultados de las mediciones de la tarjeta con dos filas de vías del lado A en los puntos colocados en los lados A y B.

Frec.	SPP1 (mV)	SPP2 (mV)	SPP3 (mV)	SSP4 (mV)	SSP5 (mV)	NPP1 (mV)	NPP2 (mV)	NPP3 (mV)	NPP4 (mV)	NPP5 (mV)	σ_m (μV)	$H(f)$	$H(f)$ (dB)
240 MHz	6.589	6.589	6.589	6.589	6.589	4.309	4.309	4.309	4.309	4.309	430.6	0.653	-3.68
230 MHz	7.532	7.532	7.532	7.532	7.532	5.866	5.866	5.866	5.866	5.866	404.5	0.778	-2.17
220 MHz	5.847	5.847	5.847	5.847	5.847	4.892	4.892	4.892	4.892	4.892	361.1	0.836	-1.54
210 MHz	5.255	5.255	5.255	5.255	5.255	4.497	4.497	4.497	4.497	4.497	404.5	0.855	-1.35
200 MHz	5.085	5.085	5.085	5.085	5.085	4.589	4.589	4.589	4.589	4.589	389.4	0.902	-0.89
190 MHz	6.480	6.480	6.480	6.480	6.480	5.466	5.466	5.466	5.466	5.466	408.1	0.843	-1.47
180 MHz	10.577	10.577	10.577	10.577	10.577	6.990	6.990	6.990	6.990	6.990	429.3	0.660	-3.59
170 MHz	9.190	9.190	9.190	9.190	9.190	4.806	4.806	4.806	4.806	4.806	425.2	0.522	-5.63
160 MHz	7.138	7.138	7.138	7.138	7.138	4.215	4.215	4.215	4.215	4.215	404.8	0.590	-4.57
150 MHz	6.325	6.325	6.325	6.325	6.325	4.127	4.127	4.127	4.127	4.127	415.1	0.652	-3.7
140 MHz	6.197	6.197	6.197	6.197	6.197	4.052	4.052	4.052	4.052	4.052	398.1	0.653	-3.69
130 MHz	6.410	6.410	6.410	6.410	6.410	4.047	4.047	4.047	4.047	4.047	377.6	0.631	-3.99
120 MHz	6.866	6.866	6.866	6.866	6.866	3.951	3.951	3.951	3.951	3.951	428.2	0.575	-4.79
110 MHz	7.027	7.027	7.027	7.027	7.027	4.021	4.021	4.021	4.021	4.021	397.4	0.572	-4.84
100 MHz	6.402	6.402	6.402	6.402	6.402	4.024	4.024	4.024	4.024	4.024	434.3	0.628	-4.03
90 MHz	6.246	6.246	6.246	6.246	6.246	3.974	3.974	3.974	3.974	3.974	399.9	0.636	-3.92
80 MHz	6.226	6.226	6.226	6.226	6.226	4.094	4.094	4.094	4.094	4.094	446.5	0.657	-3.64
70 MHz	6.498	6.498	6.498	6.498	6.498	3.928	3.928	3.928	3.928	3.928	441.1	0.604	-4.37
60 MHz	6.402	6.402	6.402	6.402	6.402	4.040	4.040	4.040	4.040	4.040	405.6	0.631	-3.99
50 MHz	6.440	6.440	6.440	6.440	6.440	4.239	4.239	4.239	4.239	4.239	385.7	0.658	-3.63
40 MHz	5.980	5.980	5.980	5.980	5.980	4.173	4.173	4.173	4.173	4.173	356.9	0.697	-3.12
30 MHz	5.660	5.660	5.660	5.660	5.660	4.243	4.243	4.243	4.243	4.243	331.3	0.749	-2.5
20 MHz	5.840	5.840	5.840	5.840	5.840	4.394	4.394	4.394	4.394	4.394	309.4	0.752	-2.47
10 MHz	5.761	5.761	5.761	5.761	5.761	4.489	4.489	4.489	4.489	4.489	288.1	0.779	-2.16
1 MHz	6.167	6.167	6.167	6.167	6.167	4.773	4.773	4.773	4.773	4.773	306.2	0.773	-2.22
500 kHz	6.121	6.121	6.121	6.121	6.121	4.676	4.676	4.676	4.676	4.676	287	0.763	-2.33
100 kHz	5.998	5.998	5.998	5.998	5.998	4.649	4.649	4.649	4.649	4.649	286.1	0.775	-2.21
10 kHz	6.005	6.005	6.005	6.005	6.005	4.551	4.551	4.551	4.551	4.551	261.1	0.757	-2.4
1 kHz	5.404	5.404	5.404	5.404	5.404	4.576	4.576	4.576	4.576	4.576	246.9	0.846	-1.44

Tabla 2.5. PCB con una línea de dos vías en el lado A.

Se graficaron los resultados obtenidos en la figura 2.21, como se puede observar los resultados obtenidos en los puntos de prueba de los lados A y B podemos visualizar que existe una variación en los puntos medidos.

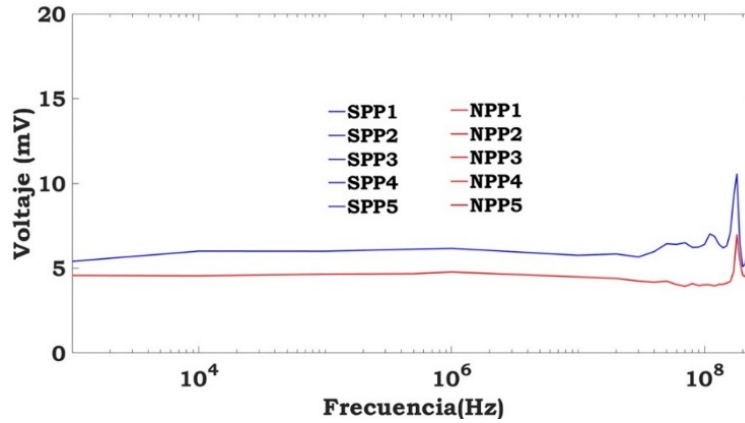


Figura 2.21. Resultados de medición tarjeta de pruebas 2 vías después del plano segmentado. En la gráfica tenemos que todas las mediciones de los puntos SPP1 a SPP5 son iguales por eso tienen el mismo color (azul) y se superponen, lo mismo ocurre con las mediciones de los puntos NPP1 a NPP5 (color rojo).

Graficamos la función de transferencia de manera lineal (figura 2.22a) y en decibelios (figura 2.22b) para visualizar mejor la variación en las mediciones.

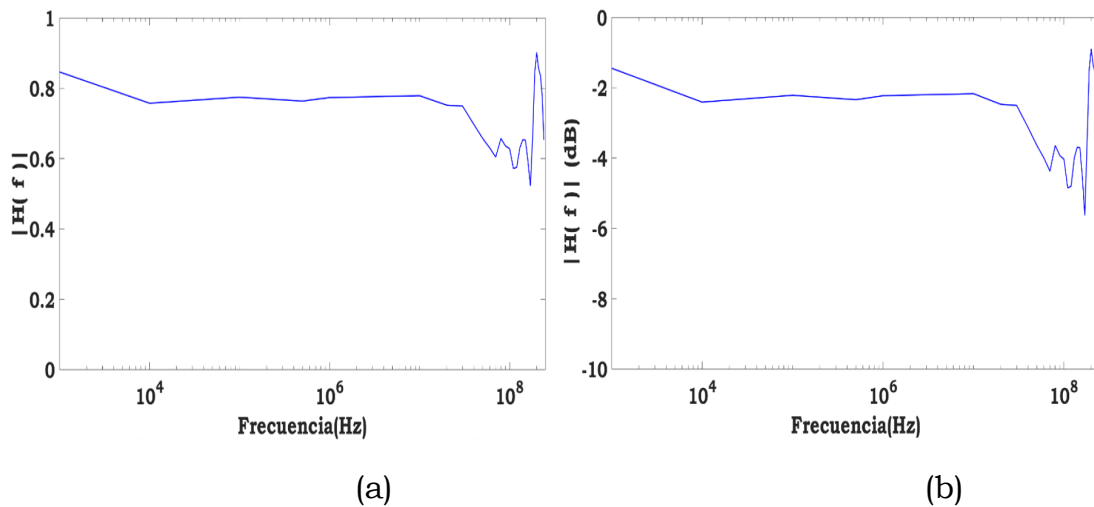


Figura 2.22.2 Función de transferencia en escala lineal y logarítmica de la tarjeta con dos líneas de vías en el lado A (a) Gráfica en escala lineal (b) Gráfica en escala logarítmica.

Prueba 6

En la figura 2.23 tenemos la sexta tarjeta de circuito impreso (PCB) de prueba, la cual cuenta con un arreglo de vías que forman una barrera con

un ancho de dos vías en el lado A y B. Los rectángulos azules representan los planos de tierra segmentados, el rectángulo negro el espacio entre dichos planos y las líneas rojas son las pistas por donde viaja la señal aplicada. Se obtuvieron los valores de los puntos de medición en los lados A y B mediante el arreglo experimental mencionado anteriormente. Las mediciones realizadas en el lado B son en los 5 puntos denominados SPP1 al SPP5 y en el lado A las mediciones se llevan a cabo en los puntos NPP1 al NPP5.

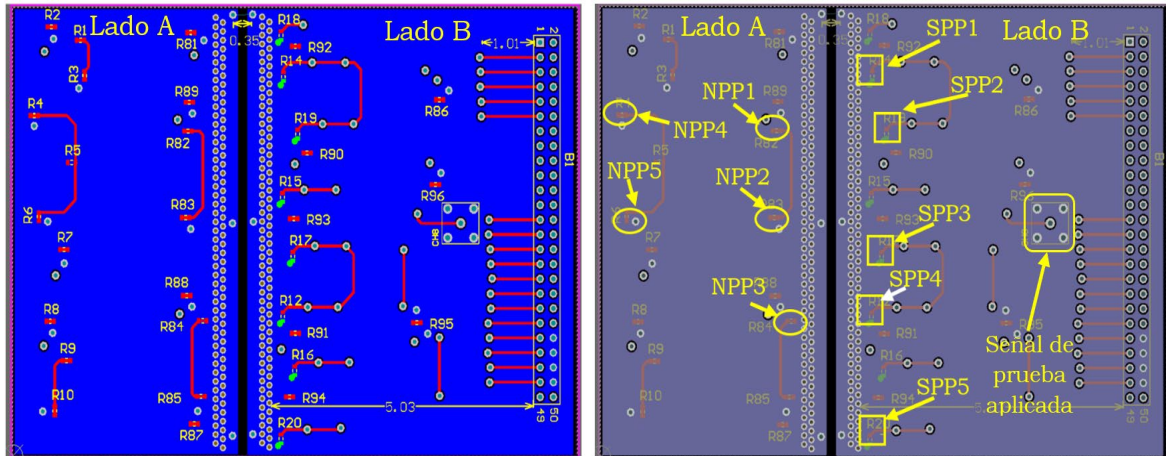


Figura 2.23. Tarjeta de circuito impreso con dos líneas de vías en el lado A y B. (a) Diseño de la tarjeta y (b) Imagen que muestra los puntos de medición en la tarjeta.

En la tabla 2.6 se presentan los resultados de las mediciones de la tarjeta con dos líneas de vías en el lado A y B.

Frec.	SPP1 (mV)	SPP2 (mV)	SPP3 (mV)	SPP4 (mV)	SPP5 (mV)	NPP1 (mV)	NPP2 (mV)	NPP3 (mV)	NPP4 (mV)	NPP5 (mV)	σ_m (μ V)	$ H(f) $	$ H(f) $ (dB)
240 MHz	20.101	20.101	20.101	20.101	20.101	15.225	15.225	15.225	15.225	15.225	384.7	0.757	-2.41
230 MHz	16.402	16.402	16.402	16.402	16.402	8.753	8.753	8.753	8.753	8.753	392.6	0.533	-5.45
220 MHz	15.220	15.220	15.220	15.220	15.220	6.340	6.340	6.340	6.340	6.340	395.3	0.416	-7.6
210 MHz	14.191	14.191	14.191	14.191	14.191	6.224	6.224	6.224	6.224	6.224	391.7	0.438	-7.15
200 MHz	13.453	13.453	13.453	13.453	13.453	7.759	7.759	7.759	7.759	7.759	396.7	0.576	-4.78
190 MHz	13.267	13.267	13.267	13.267	13.267	6.198	6.198	6.198	6.198	6.198	399.4	0.467	-6.61
180 MHz	12.634	12.634	12.634	12.634	12.634	3.711	3.711	3.711	3.711	3.711	396.5	0.293	-10.64
170 MHz	12.201	12.201	12.201	12.201	12.201	4.191	4.191	4.191	4.191	4.191	397.4	0.343	-9.28
160 MHz	12.301	12.301	12.301	12.301	12.301	3.275	3.275	3.275	3.275	3.275	395.1	0.266	-11.49
150 MHz	11.678	11.678	11.678	11.678	11.678	4.821	4.821	4.821	4.821	4.821	393	0.412	-7.68
140 MHz	11.659	11.659	11.659	11.659	11.659	3.971	3.971	3.971	3.971	3.971	393.9	0.340	-9.35
130 MHz	11.670	11.670	11.670	11.670	11.670	3.391	3.391	3.391	3.391	3.391	390.1	0.290	-10.73
120 MHz	11.510	11.510	11.510	11.510	11.510	3.133	3.133	3.133	3.133	3.133	389	0.272	-11.3
110 MHz	10.896	10.896	10.896	10.896	10.896	2.962	2.962	2.962	2.962	2.962	388.8	0.271	-11.31
100 MHz	10.894	10.894	10.894	10.894	10.894	3.338	3.338	3.338	3.338	3.338	391.1	0.306	-10.27
90 MHz	11.589	11.589	11.589	11.589	11.589	3.477	3.477	3.477	3.477	3.477	393.3	0.300	-10.45
80 MHz	11.095	11.095	11.095	11.095	11.095	3.109	3.109	3.109	3.109	3.109	393.6	0.280	-11.05
70 MHz	10.856	10.856	10.856	10.856	10.856	2.929	2.929	2.929	2.929	2.929	393	0.269	-11.37
60 MHz	9.518	9.518	9.518	9.518	9.518	2.934	2.934	2.934	2.934	2.934	398.7	0.308	-10.22

50 MHz	9.379	9.379	9.379	9.379	9.379	2.993	2.993	2.993	2.993	2.993	400.1	0.319	-9.92
40 MHz	8.180	8.180	8.180	8.180	8.180	3.103	3.103	3.103	3.103	3.103	394.2	0.379	-8.41
30 MHz	7.845	7.845	7.845	7.845	7.845	3.085	3.085	3.085	3.085	3.085	391.3	0.393	-8.1
20 MHz	7.198	7.198	7.198	7.198	7.198	3.379	3.379	3.379	3.379	3.379	398.2	0.469	-6.56
10 MHz	5.991	5.991	5.991	5.991	5.991	3.437	3.437	3.437	3.437	3.437	404.8	0.573	-4.82
1 MHz	5.781	5.781	5.781	5.781	5.781	3.126	3.126	3.126	3.126	3.126	387.9	0.540	-5.34
500 kHz	5.665	5.665	5.665	5.665	5.665	3.037	3.037	3.037	3.037	3.037	393.8	0.536	-5.41
100 kHz	5.467	5.467	5.467	5.467	5.467	3.009	3.009	3.009	3.009	3.009	398.6	0.550	-5.18
10 kHz	5.246	5.246	5.246	5.246	5.246	3.008	3.008	3.008	3.008	3.008	389.2	0.573	-4.83
1 kHz	4.658	4.658	4.658	4.658	4.658	2.430	2.430	2.430	2.430	2.430	396.2	0.521	-5.65

Tabla 2.6. PCB con una línea de dos vías en el lado A y B.

Se graficaron los resultados obtenidos y son mostrados en la figura 2.24, como se puede observar los resultados obtenidos en los puntos de prueba de los lados A y B podemos visualizar que existe una variación en los puntos medidos.

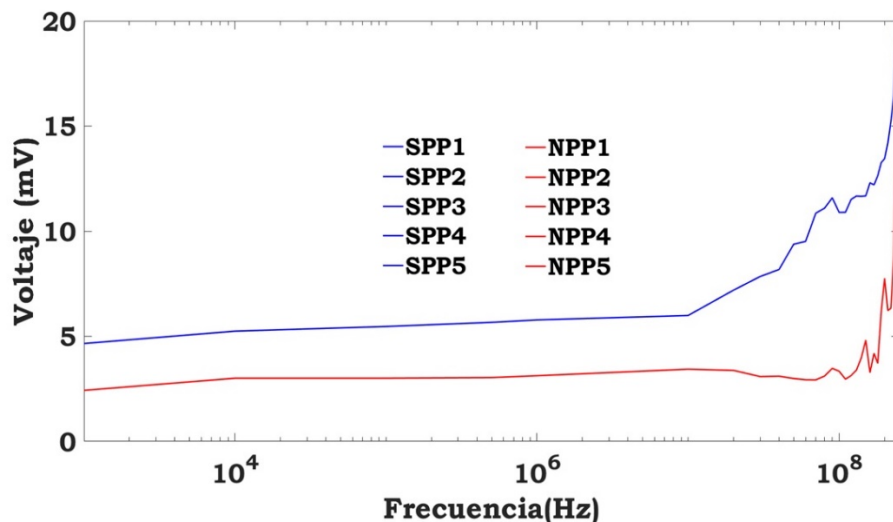


Figura 2.24. Resultados de medición tarjeta de pruebas 4 vías. Cómo ocurrió con las pruebas anteriores los puntos SPP1 a SPP5 son iguales por eso tienen el mismo color (azul) y se sobrepone, lo mismo ocurre con las mediciones de los puntos NPP1 a NPP5 (color rojo).

Graficamos la función de transferencia de manera lineal (figura 2.25a) y en decibelios (figura 2.25b) para visualizar mejor la variación en las mediciones.

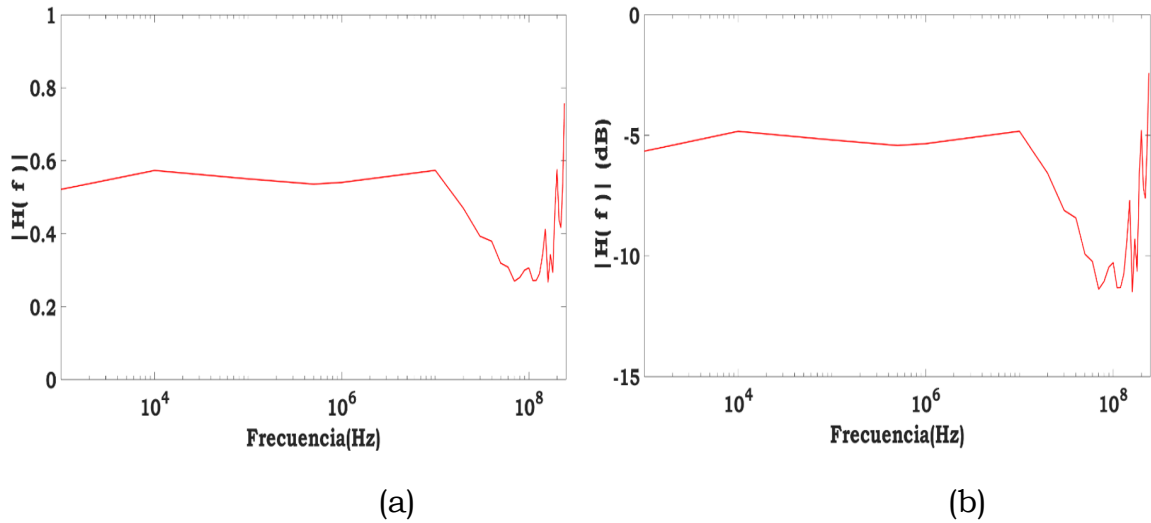


Figura 2.25. Función de transferencia en escala lineal y logarítmica de la tarjeta con dos líneas de vías en el lado A y dos líneas de vías en el lado B, en total se tiene una barrera conformada por 4 líneas de vía. (a) Gráfica en escala lineal (b) Gráfica en escala logarítmica.

A continuación, presentamos una gráfica que contiene los datos experimentales obtenidos para cada caso de las PCBs analizadas, es decir sin línea de vías, con una línea de vías, con dos líneas de vías y con 4 líneas de vías respectivamente.

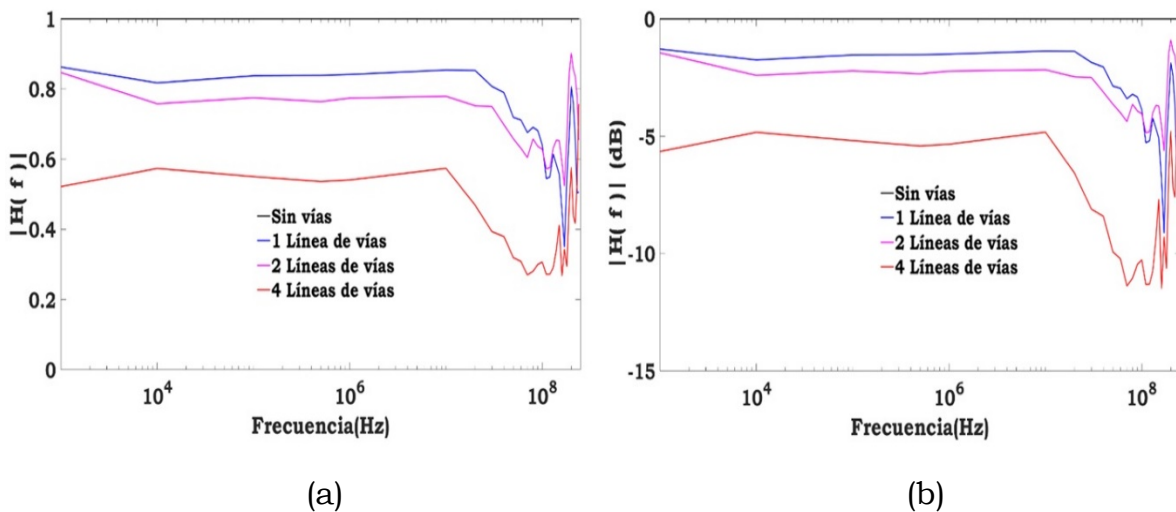


Figura 2.26. Función de transferencia vs la frecuencia. Incluye las mediciones de los 4 casos estudiados, debido a que los resultados experimentales son los mismos, sin importar en qué lado A o B se coloquen las líneas de vías, solo se presenta una sola curva en cada caso. (a) Escala lineal y (b) Escala en decibelios.

Al observar el gráfico podemos concluir lo siguiente:

- Podemos observar que no hay diferencia en los resultados experimentales en función de la colocación de las líneas de vías, ya sea que se coloquen en el Lado A o en el lado B, se tiene el mismo resultado.
- Al incrementar el número de líneas de vías, la señal de salida se va haciendo más pequeña en todo el rango de frecuencias medido, esto implica que la atenuación de la EMI si depende del número de líneas de vías presentes en una PCB.
- También podemos ver que, una PCB con cuatro líneas de vías presenta aproximadamente el doble de atenuación de la señal de salida, que una PCB con dos líneas de vías.
- Vemos que la atenuación de la señal de salida es aproximadamente uniforme entre rango de frecuencia de 1kHz a 10MHz en todos los casos.
- En el rango de frecuencia de 10MHz a 200MHz se observa una atenuación mayor de la señal de salida en todos los casos, de tal forma que en el caso de la PCB con cuatro líneas de vías se alcanza una atenuación de la señal de salida de hasta el 75% o -11dB.
- En el rango de frecuencias entre 200MHz y 240MHz se presenta también una atenuación en la señal de salida. Sin embargo, en esta zona la atenuación de la señal de salida no es regular.
- Algo interesante que se observa en los resultados es que aparentemente el campo electromagnético se deforma del lado B cerca de las líneas de vías, ya que, la señal de salida medida en el lado B de la PCB con una sola línea de vías presenta un pico de 18mV a aproximadamente 200MHz, mientras que con dos y cuatro vías este pico es de tan solo 12mV. Al parecer la señal de salida del lado B sufre una reducción en su valor posiblemente porque el campo eléctrico cerca de la línea de vías también se reduce, lo que implicaría una deformación del campo eléctrico debido a la presencia de las vías conectadas a tierra.
- Al principio se presentó un modelo teórico ideal basado en la transmisión y reflexión en un cambio de medio, que mostró que con el cambio de vidrio-metal-aire se obtenía una atenuación considerable de la EMI, este fue el punto de partida para hacer esta nueva propuesta de colocar líneas de vías en PCB para reducir la EMI. Por lo anterior podemos decir que, aunque el caso ideal analizado y la geometría de un PCB es muy diferente, la atenuación que se obtuvo

con la colocación de las líneas de vías es bastante considerable, aun cuando no alcanza los valores del caso ideal.

Basándonos en lo observado se concluye que la propuesta de colocar una barrera metálica formada por una o varias líneas de vías si atenúan considerablemente la EMI, por lo cual se recomienda su uso en diseño de PCB de señal mixta.

Conclusiones

En este capítulo se llevaron a cabo las pruebas experimentales que permitieron demostrar que el uso de líneas de vías en una PCB si reduce la interferencia electromagnética, entre más número líneas se usan para construir la barrera mayor es la atenuación de la EMI. En el siguiente capítulo se presenta el diseño de el medidor de corriente multicanal, donde se usará esta nueva metodología en el diseño de la PCB correspondiente con el fin de obtener un instrumento que no interfiera con el funcionamiento normal de un GEM.

Capítulo 3

Diseño de un amperímetro con escala ajustable

En este capítulo se presenta el diseño de un amperímetro con escala ajustable, es decir este amperímetro puede cambiar de escala de acuerdo con los requerimientos solicitados.

En este caso los requerimientos del amperímetro son los siguientes:

1. Debe ser escala ajustable para lograr permitir medir corrientes en tres diferentes rangos de 0 a 100A, de 0 a 1 μ A y de 0 a 10 μ A, con lo cual usando tres de estos amperímetros se puedan cubrir un rango de 0 a 10 μ A.
2. Como el amperímetro debe ser colocado en serie con la fuente de alto voltaje que alimenta al GEM, se requiere un aislamiento de 5kV entre la fuente de bajo voltaje usada para proveer de energía al circuito de medición.
3. De la misma forma se necesita aislar las señales digitales con las que se realiza la lectura de datos a salida, este aislamiento también de ser de al menos 5kV.
4. La toma de muestras del amperímetro debe ser de 1000 muestras por segundo.

En la figura 3.1 se muestra el diseño a bloques del amperímetro donde podemos observar cada una de las partes que conforman dicho amperímetro como lo son: Amplificador de instrumentación, Convertidor ADC, Optoacopladores, Convertidor DC – DC y el circuito regulador de voltaje.

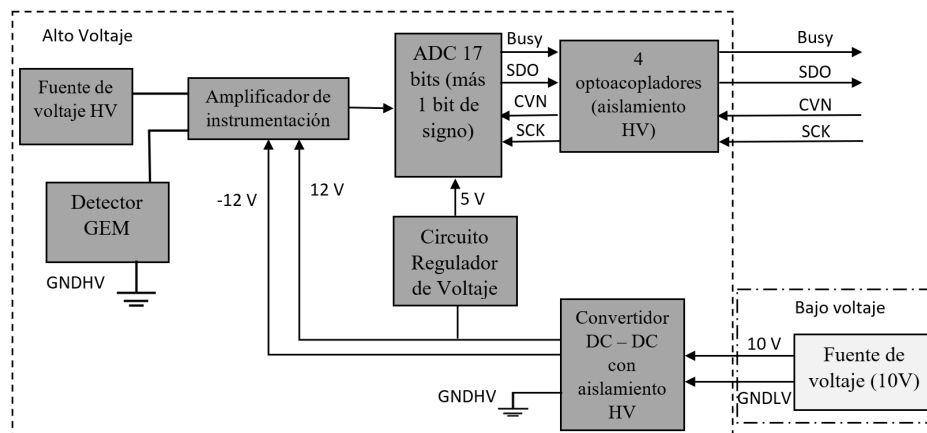


Figura 3.1. Diagrama a bloques del amperímetro.

El diseño del amperímetro está basado en un amplificador de instrumentación AD8220, una fuente de voltaje de 10V, 3A comercial, un DC-DC converter MED-FS16U-1512D, con un aislamiento de alto voltaje de hasta 6kV, usado para producir 3 voltajes de alimentación +/-12V y 5V, un ADC LTC2326-18 de 17 bits más 1 bit de signo, que convierte la señal de corriente analógica a un valor digital serial. Para llevar a cabo la lectura de estos datos digitales, se utilizan 4 optoacopladores OPI1268S con un aislamiento de alto voltaje de hasta 20kV.

Para proteger el amplificador de instrumentación, y el ADC ubicados en el área de alto voltaje se usa un arreglo resistivo, que consiste de una resistencia de escala que va determinar el rango, R_x en paralelo con 3 resistencias en serie de $100M\Omega$, el objetivo es que la corriente que se desea medir (I_m) pase por la resistencia R_x y produzca un voltaje $V_x = I_m * R_x$. Ya que esta caída de voltaje es la misma en las tres resistencias en serie de $100M\Omega$ entonces el voltaje que habrá a la entrada del amplificador de instrumentación será $V_x/3$. El amplificador de instrumentación presenta una ganancia de 30 veces el voltaje a su entrada, por lo que a la salida de este amplificador tenemos $10 * V_x$. Por lo tanto, como el voltaje de entrada máximo del ADC es de +/-10V entonces el valor máximo de V_x debe ser de 1V. Con esto el voltaje máximo en la resistencia de $100M\Omega$ conectada a la entrada del amplificador no sería mayor a 0.33V, por lo que este voltaje es menor al voltaje de polarización en directa de los diodos de protección durante un funcionamiento normal. La protección contra el alto voltaje y una posible descarga al amplificador funciona de la siguiente manera; en caso de que se produzca un corto circuito en el GEM, el alto voltaje sería aplicado totalmente a la resistencia R_x , como esta resistencia es de $1/16W$, no podría disipar la potencia eléctrica necesaria, por lo que se dañaría, sin embargo el arreglo en serie de tres resistencias de $100M\Omega$ conectadas en paralelo a R_x , si soportarían este alto voltaje, solo que el alto voltaje se presentaría en solo dos de la tres resistencias de $100M\Omega$, ya que una de las resistencias de $100M\Omega$ está conectada en paralelo a la entrada del amplificador y también está conectada en paralelo con dos diodos de protección, el voltaje sobre esta resistencia en estas condiciones sería de +/-0.7V, por lo tanto el amplificador y el ADC quedan protegidos del alto voltaje y de una posible descarga eléctrica, ver Fig. 3.2.

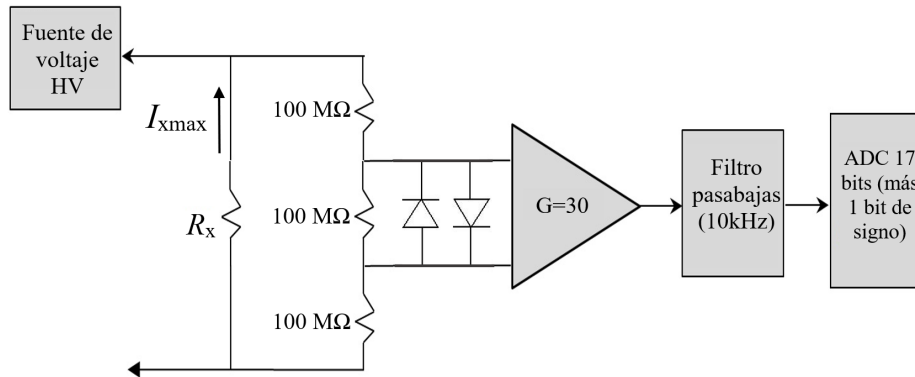


Figura 3.2. Arreglo de resistencias y diodos usado para proteger del alto voltaje a los amperímetros.

Si la corriente máxima medida es $I_{x\max}$ obtenemos:

$$V = I_{x\max} * R_x \quad (3.1)$$

donde: $I_{x\max}$ es la corriente máxima que se desea medir y R_x es la resistencia de escala correspondiente.

Como se determinó anteriormente el voltaje de entrada debe estar en el rango de 0 a 1V, por lo tanto, para obtener los valores de cada resistencia colocada en los amperímetros de acuerdo con su escala, se usa la Ec. 3.1, donde se obtiene que para una escala de 0 a 100nA se debe usar una resistencia $R_x = 10M\Omega$, para una escala de 0 a 1μA implica una $R_x = 1M\Omega$ y para una escala de 0 a 10μA, la $R_x = 100k\Omega$. El valor de la resolución teórica está en función del número de bits del ADC usado, en este caso 17 bits en total, así tendremos una resolución teórica de 0.7pA para la escala de 0 a 100nA, de 7.7pA para para la escala de 0 a 1μA y de 77.1pA para la escala de 0 a 10μA, respectivamente.

Se seleccionó el amplificador de instrumentación AD8220 ya que maneja niveles de ruido bajos y ganancia alta. El ADC de 18 bits se utiliza para digitalizar y enviar las señales amplificadas para su visualización, El ADC que se seleccionó es el LTC2326-18, el ADC cuenta con la característica de una entrada diferencial, la entrada solo admite una entrada de voltaje con un rango de operación de 10.24 a -10.24V, por lo que tenemos 17 bits de resolución más un bit de signo. El sistema trabaja conectado a alto voltaje por lo que es necesario una separación entre las señales necesarias para el funcionamiento del ADC que son de bajo voltaje y todo el sistema, para ello se usaron los optoacopladores OPI1268S. El sistema requiere de varios

voltajes de alimentación para el funcionamiento del amplificador de instrumentación y el ADC. Para obtener los niveles de voltaje adecuados se utilizó un convertidor DC-DC MED-FS16U para la alimentación de los circuitos que se utilizan en el desarrollo de este sistema. Este componente tiene un V_{in} 0-15V, $V_{out} \pm 12V$, voltaje de aislamiento de 5kV.

El voltaje de alimentación del ADC de 18 bits es de 5V, alimentado por un circuito regulador de voltaje, el cual cuenta con un circuito integrado regulador de voltaje TPS75501, este regulador admite voltaje de entrada máximo de 5.5V. Teniendo en cuenta que el voltaje del DC – DC converter es de $\pm 12V$ que es el voltaje para el funcionamiento del AD8220, entonces se requiere una caída de voltaje de 7V, para ello se realizó realizada por una conexión de diodos Zener de polarización en inversa para tener los 5V de la entrada del Regulador. El arreglo de diodos Zener se conecta en paralelo para limitar el consumo de corriente y tener la alimentación de 5V para el DC – DC converter. El consumo de corriente del ADC y de los optoacopladores se muestra en la tabla 3.1.

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

Tabla 3.1.Tabla de consumo de corriente componentes a 5V

Sumando estas corrientes se tiene un consumo de 130mA a la salida del regulador de +5V. Para alimentar este regulador a partir de los 12.5V que entrega el DC – DC converter, entre estos dos dispositivos se conecta en serie un arreglo en paralelo de 6 diodos Zener 1N4099 de 6.8V, 0.25W con la capacidad de drenar hasta 220mA, con la finalidad de reducir el voltaje de 12.5V a 5.5V. En la figura 3.3 se muestra el diseño electrónico del amperímetro.

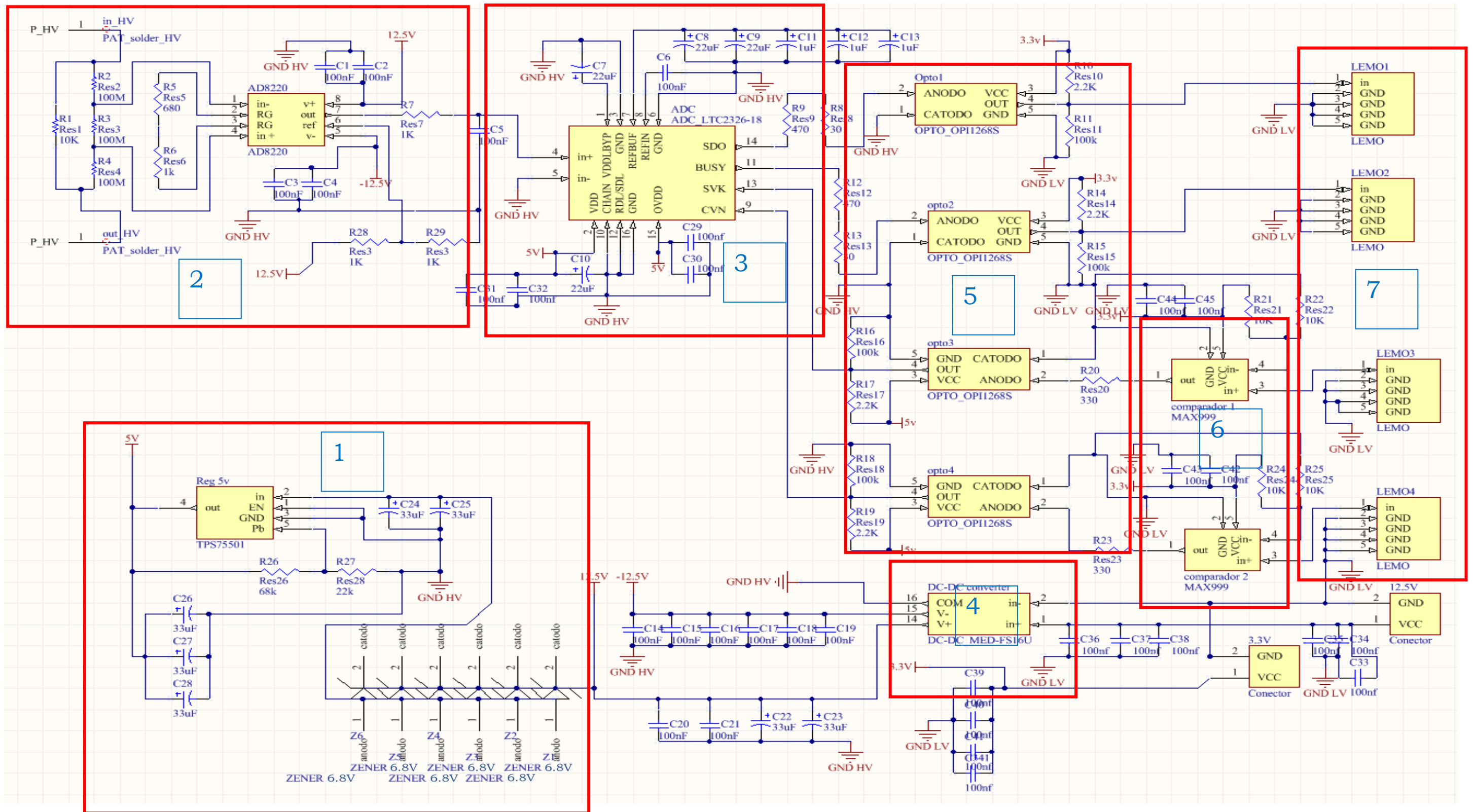


Figura 3.3. Diagrama electrónico del medidor de corriente.

En (1) tenemos el circuito regulador de voltaje para alimentar con 5 volts el ADC (2) representa el diseño de la etapa de amplificación, (3) esta detallado el diseño del ADC, en (4) tenemos el convertidor DC – DC para alimentar el amplificador de instrumentación, en (5) tenemos 4 optoacopladores para aislar del alto voltaje las señales de conversión y datos del ADC, en (6) se encuentran un par de comparadores MAX 999 para garantizar el envío de las señales al FPGA y finalmente en (7) se encuentran 4 conectores LEMO de bajo ruido para las señales del ADC. A continuación, se detallan los diseños de cada una de las partes que conforman el amperímetro, es decir, la etapa de amplificación, la etapa de aislamiento con los optoacopladores, la de conversión analógica a digital, la función de los convertidores DC-DC y finalmente la de regulación de voltaje.

3.1.1 Amplificador de instrumentación

Se necesita utilizar un amplificador de instrumentación que maneje niveles de ruido bajos, así como tener una ganancia alta. El amplificador que se seleccionó es el AD8220, en la figura 3.4 se presenta el diseño electrónico.

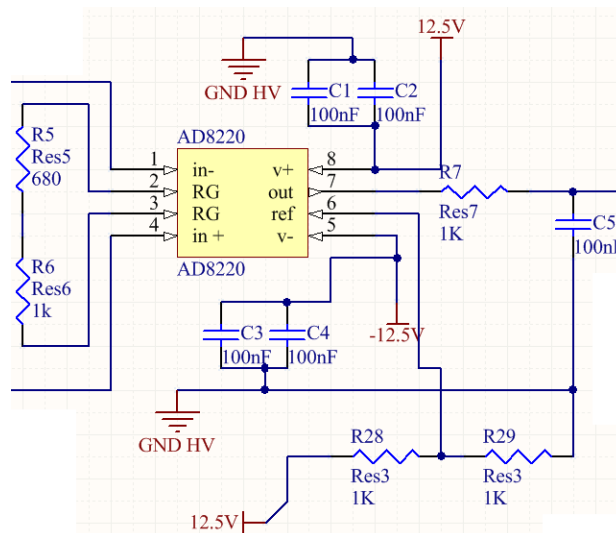


Figura 3.4. Diagrama eléctrico de la etapa de amplificación.

Para proteger el amplificador de instrumentación, y el ADC ubicados en el área de alto voltaje se usa un arreglo resistivo, que consiste de una resistencia de escala R_x en paralelo con 3 resistencias en serie de $100\text{M}\Omega$, el objetivo es que la corriente que se desea medir (I_m) pase por la resistencia R_x y produzca un voltaje $V_x = I_m * R_x$, como esta caída de voltaje es la misma en las tres resistencias en serie de $100\text{M}\Omega$ entonces el voltaje que habrá a la

entrada del amplificador de instrumentación será $V_x/3$, el amplificador de instrumentación presenta una ganancia de 30 veces el voltaje a su entrada, por lo que a la salida de este amplificador tenemos $10 \cdot V_x$. Por lo tanto, como el voltaje de entrada máximo del ADC es de $\pm 10V$ entonces el valor máximo de V_x debe ser de $1V$. Con esto el voltaje máximo en la resistencia de $100M\Omega$ conectada a la entrada del amplificador no sería mayor a $0.33V$, por lo que este voltaje es menor al voltaje de polarización en directa de los diodos de protección durante un funcionamiento normal. Para obtener una ganancia de 30 esto tenemos que:

$$V_{out} = \frac{V_x}{3} = \frac{V_{in-} - V_{in+}}{3}, \quad (3.2)$$

donde: V_{out} es el voltaje de salida del amplificador de instrumentación, V_x es el voltaje que cae en la resistencia R_x , V_{in-} es la terminal negativa del voltaje de entrada y V_{in+} es la terminal positiva del voltaje entrada.

Por lo que en el valor máximo tenemos que:

$$V_{out} = \frac{1}{3}V_{in} = 0.333V \quad (3.3)$$

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

$$10.24V = G * 0.333V \quad (3.4)$$

$$G = \frac{10.24V}{0.333V} = 30.4047 \quad (3.5)$$

La ganancia del amplificador está determinada por una resistencia (R_G) en relación con:

$$G = \frac{49.4k\Omega}{R_G} + 1 \quad (3.6)$$

Por lo que tenemos que:

$$R_G = R5 + R6 = 1.68k\Omega \quad (3.7)$$

3.1.2 Convertidor analógico digital de 18 bits

El Convertidor analógico digital (ADC) de 18 bits es requerido una vez que tenemos la señal proveniente del amplificador de instrumentación, puesto que esta señal requiere ser digitalizada para su procesamiento y envío a la computadora para su visualización, se seleccionó el ADC LTC2326-18, las características más importantes de este se muestran en la tabla 3.2.

Característica	Descripción
Tasa de rendimiento	250 Kmps
Bits	18 bits
Reloj	Interno
Entrada	Pseudodiferencial $\pm 10.24V$
Salida	Serial
Voltaje de alimentación	5V
Voltaje de salida	1.8 - 5V

Tabla 3.2. Características del ADC 18 bits LTC2326-18

En la figura 3.5 tenemos la conexión del ADC para su correcto funcionamiento.

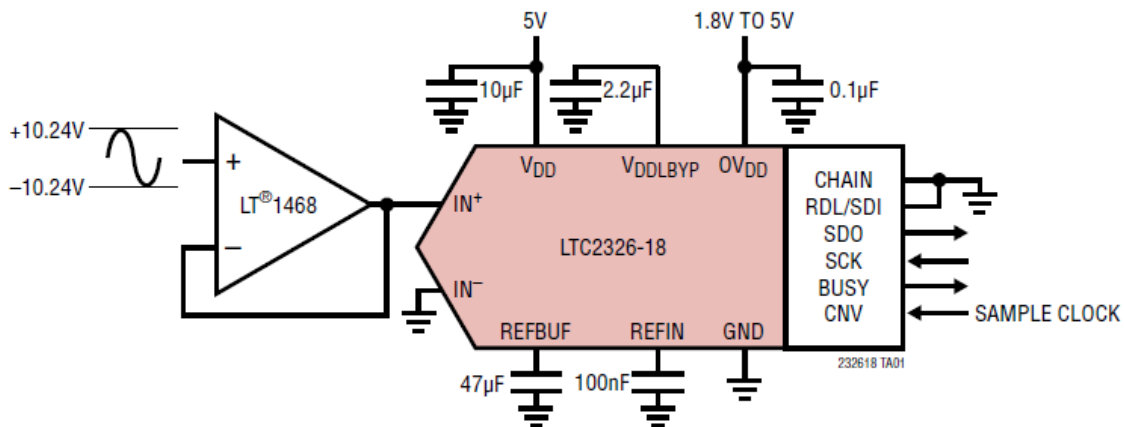


Figura 3.5. Conexión del ADC 18 bits para su funcionamiento en modo pseudodiferencial.

En relación con la característica de la entrada pseudodiferencial, la entrada solo admite una entrada de voltaje con un rango de operación de 10.24V a -10.24V, por lo que tenemos 17 bits de resolución más un bit de signo, esto se presenta en la relación de la figura 3.6.

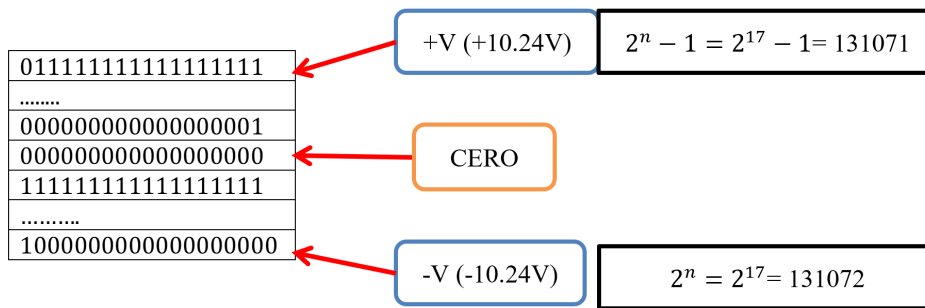


Figura 3.6. Bits positivos y negativos ADC.

El diseño final del ADC se muestra en la figura 3.7.

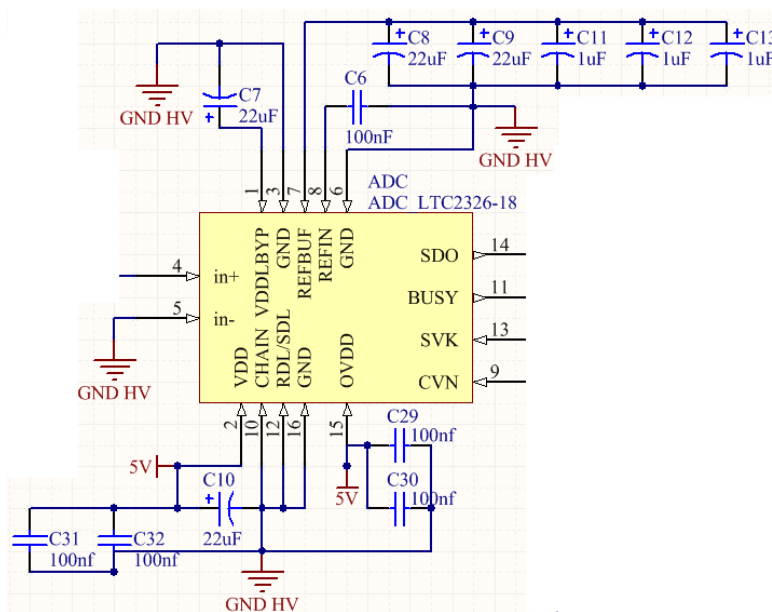


Figura 3.7. Diagrama eléctrico del ADC.

El diagrama de tiempo del ADC se muestra en la figura 3.8, donde se observan las señales requeridas para la conversión de los datos, las cuales son CVN para la petición de una conversión, SCK que es el reloj para la sincronización y el envío de los datos, SDO que son los datos digitalizados seriales y Busy que es una señal para indicar que el ADC se encuentra realizando una conversión.

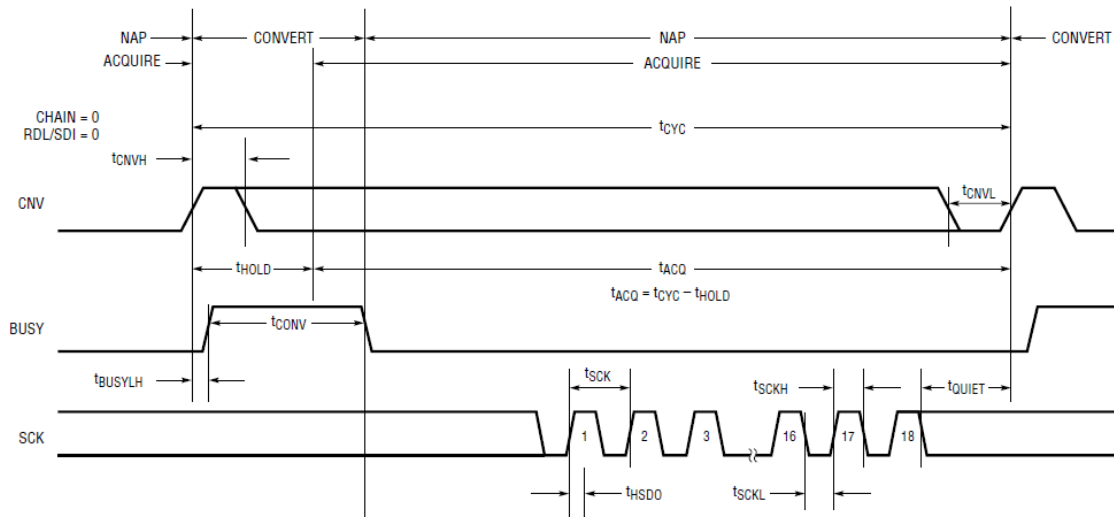


Figura 3.8. Diagrama de tiempo ADC. En esta imagen tenemos el funcionamiento del ADC desde que se envía la señal de conversión, el periodo de conversión y el envío de los bits de forma serial.

En la figura 3.9 se observa la respuesta del ADC funcionando de modo normal, tenemos el reloj de conversión y los datos seriales que entrega.

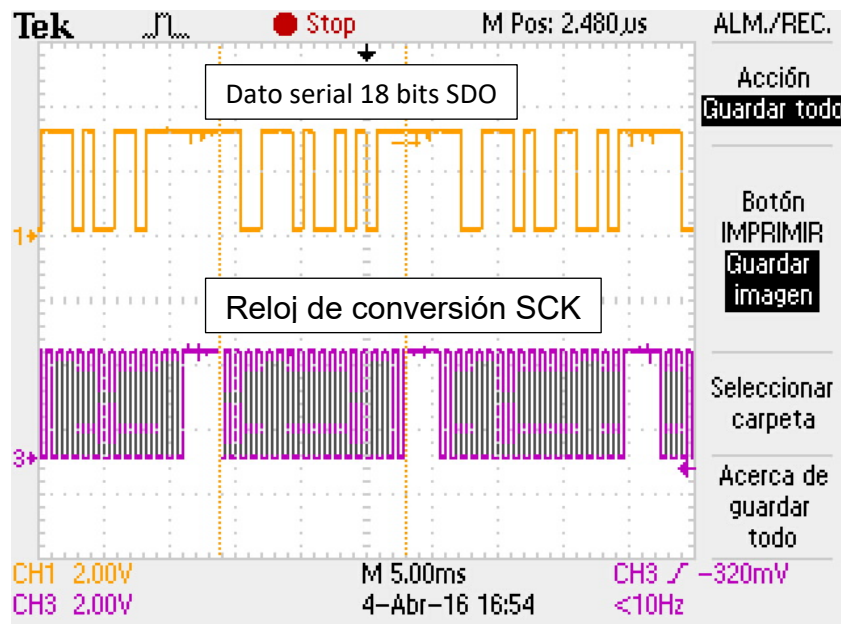


Figura 3.9. Respuesta del ADC 18 bits. En esta imagen podemos apreciar el funcionamiento del convertidor de 18 bits.

3.1.3 Convertidor DC-DC (MED-FS16U)

Debido a que en el diseño tenemos componentes electrónicos cuyo funcionamiento requiere de voltajes positivos y negativos es necesario la utilización de un convertidor DC – DC. Para ello se seleccionó el convertidor 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 tabla 3.3.

Característica	Descripción
Voltaje de entrada	0-15V
Voltaje de salida	± 15V
Corriente de salida	±67 mA
Voltaje de aislamiento	5 kV

Tabla 3.3. Características del convertidor DC-DC.

En la figura 3.10 se muestra el diagrama del convertidor DC-DC.

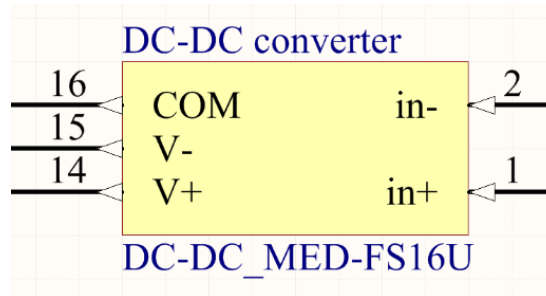


Figura 3.10. Diagrama eléctrico del convertidor DC-DC.

3.1.4 Configuración del circuito regulador de voltaje TPS75501

El voltaje que se requiere para la polarización del ADC de 18 bits es de 5V, por lo que requiere ajustar el nivel de voltaje de entrada al regulador TPS75501 el cual nos brinda el voltaje para el funcionamiento del ADC, esto se realizó implementando diodos Zener 1N4099 en base al circuito de la figura 3.11.

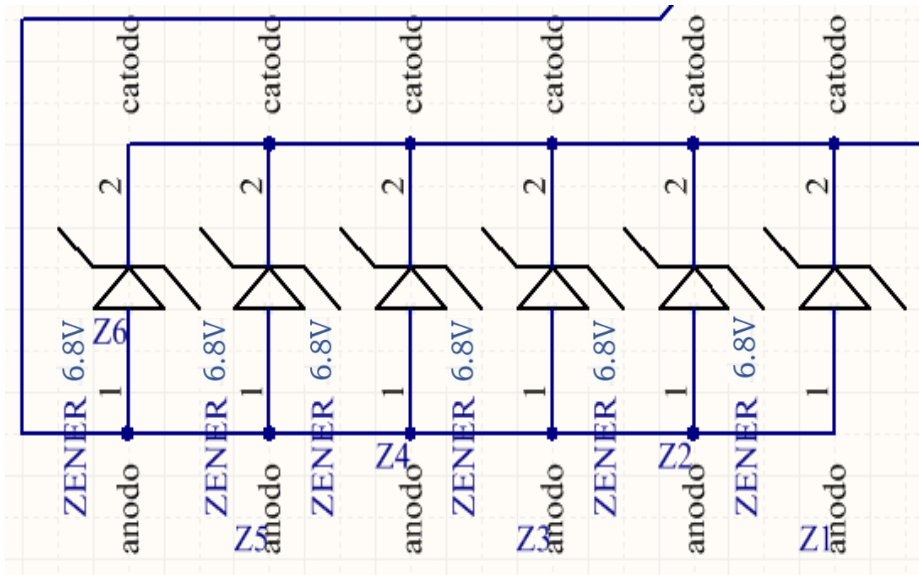


Figura 3.11. Arreglo de diodos Zener para protección y limitación de consumo de corriente.

Una vez acondicionado el voltaje de entrada para el regulador de voltaje se propone el circuito mostrado en la figura 3.12.

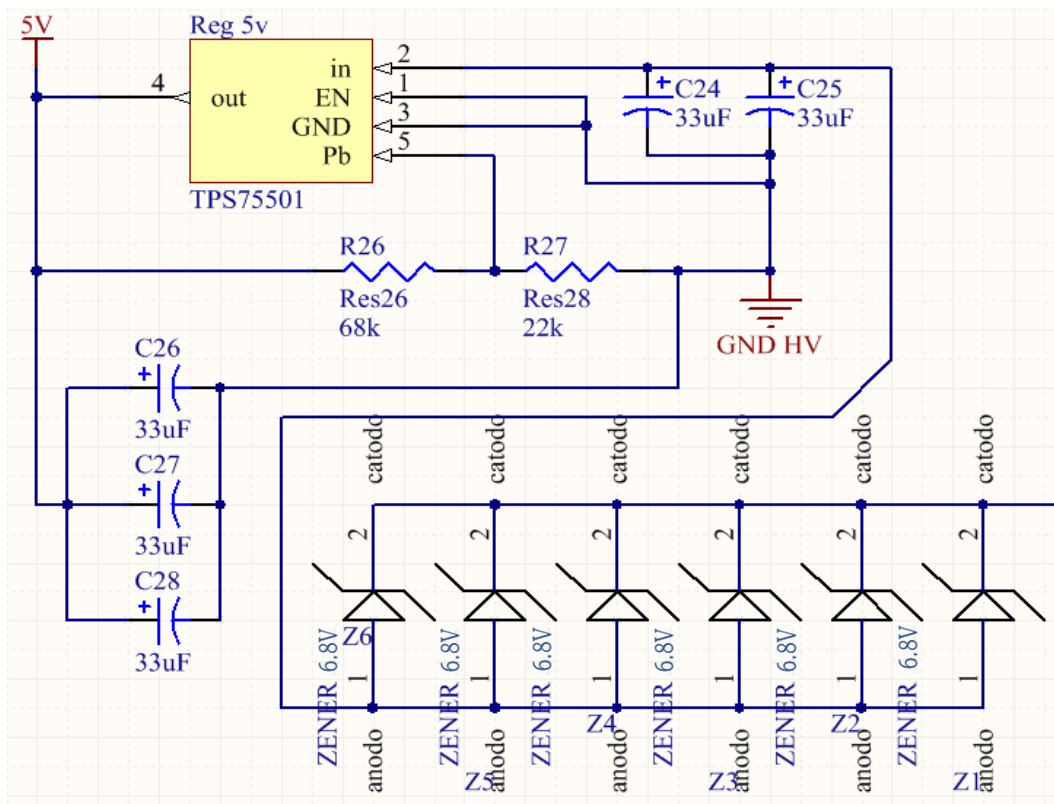


Figura 3.12. Circuito regulador para voltaje de 5 V.

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

$$V_o = V_{ref} * \left(1 + \frac{R_{26}}{R_{27}}\right) \quad (3.8)$$

Donde

$$V_{ref} = 1.224V \quad (3.9)$$

Entonces

$$R_1 = \left[\frac{V_{out}}{V_{REF}} - 1\right] R_{27} \quad (3.10)$$

$$V_{out} = 5V ; R_2 = 22k\Omega \quad (3.11)$$

$$R_{26} = [3.0849]R_{27} \quad (3.12)$$

$$R_{26} = 67.86k\Omega \quad (3.13)$$

3.1.5 Optoacopladores.

Los opto acopladores tiene como función separar de que la comunicación del ADC que se encuentra operando en la tarjeta con alto voltaje, las características físicas se muestran en la tabla 3.4.

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

Tabla 3.4. Principales características del optoacoplador

Se diseña el circuito de funcionamiento del optoacoplador, para polarizar el optoacoplador en la parte emisora y poder ajustar el voltaje de salida para comunicarlo con el FPGA, el circuito se muestra en la figura 3.13.

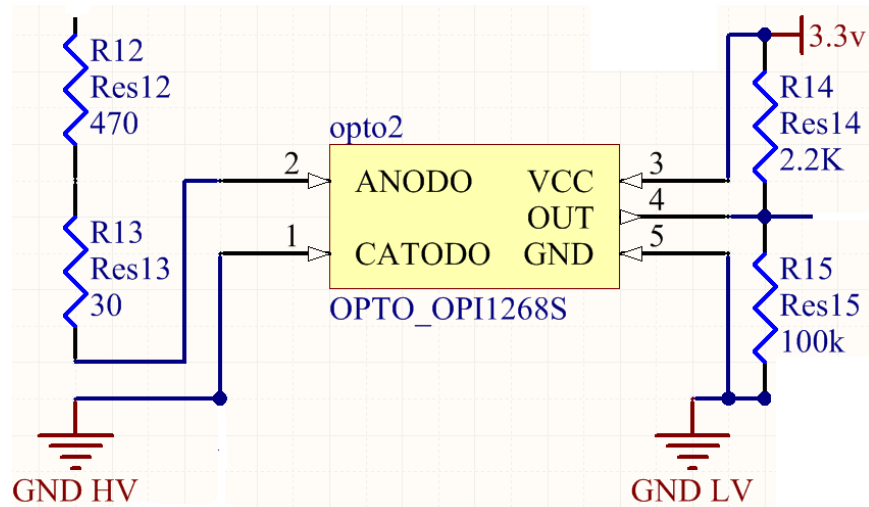


Figura 3.13. Diagrama eléctrico del optoacoplador.

Con esto acabamos de describir las partes que conforman el diseño electrónico del amperímetro. A continuación, explicaremos el diseño de la tarjeta de circuito impreso (PCB) utilizando las técnicas de reducción de interferencia electromagnética descritas en el capítulo 1 en combinación con la nueva metodología de líneas de vías explicada en el capítulo 2.

3.2 Diseño de la tarjeta de circuito impreso PCB

Con los componentes descritos anteriormente y las metodologías descritas en los capítulos 1 y 2, se realizó el diseño del circuito en Altium para la fabricación del prototipo del PCB. En las siguientes figuras se presentan cada una de las capas que conforman dicho diseño.

Con los componentes descritos en la sección anterior se realizó el diseño del circuito impreso necesario para instrumentar los amperímetros. Esto es muy importante debido a que se tuvieron que realizar varias versiones antes de encontrar una que no interfiera con el correcto funcionamiento del GEM. Para el diseño de la PCB se implementaron diversas estrategias para poder disminuir los niveles de interferencia electromagnética (EMI) exterior e interior a la PCB; la colocación de planos segmentados de tierra para alto (GND HV) y bajo voltaje (GND LV), el uso de vías alrededor de dichos planos y la colocación de capacitores de 100nF entre las terminales del voltaje de alimentación de los componentes y tierra. El propósito de la utilización de las vías es formar un escudo que atenué la EMI proveniente de las señales digitales del ADC y de los convertidores DC-DC hacia el arreglo de las cuatro resistencias usadas para medir la corriente, esto fue necesario debido a que el uso de la segmentación de planos de tierra no produjo la suficiente atenuación de la EMI, por lo cual cuando se conectaba el sistema de monitoreo de corriente al GEM dejaba de funcionar correctamente. Sin

disminuir la EMI entre los planos, de la misma manera se interconectan los semiplanos de bajo voltaje (GND LV), ver Fig. 3.14. Se distribuyeron vías alrededor de cada semiplano de tierra para formar 8 escudos con el fin de disminuir la EMI, ver Fig. 3.15.

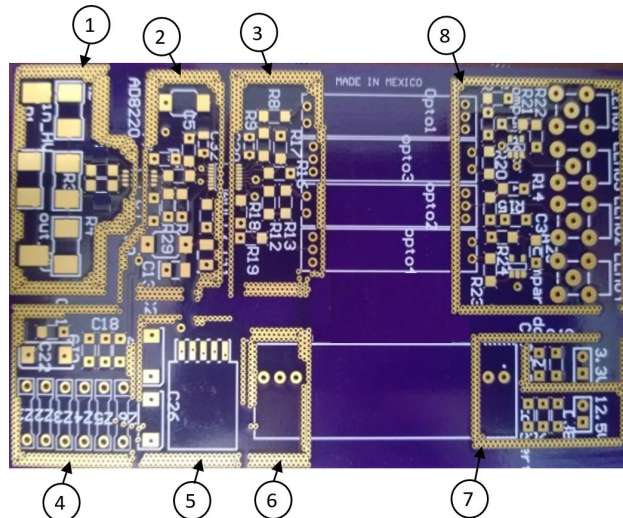


Figura 3.15. Distribución de las vías para formar 8 escudos con el fin de disminuir la EMI entre cada una de las 8 áreas mostradas.

En la figura 3.16(a) se muestra una foto del diseño de la tarjeta de circuito impreso del amperímetro sin componentes. En la Fig. 3.16(b) se muestran los componentes montados en la capa superior de la PCB. Los optoacopladores están montados en la capa inferior de la PCB. El diseño de la placa de circuito impreso se realizó en el software ALTIVUM DESIGNER® siguiendo las normas IPC-2221B y IPC-9592B para el diseño de alto voltaje.

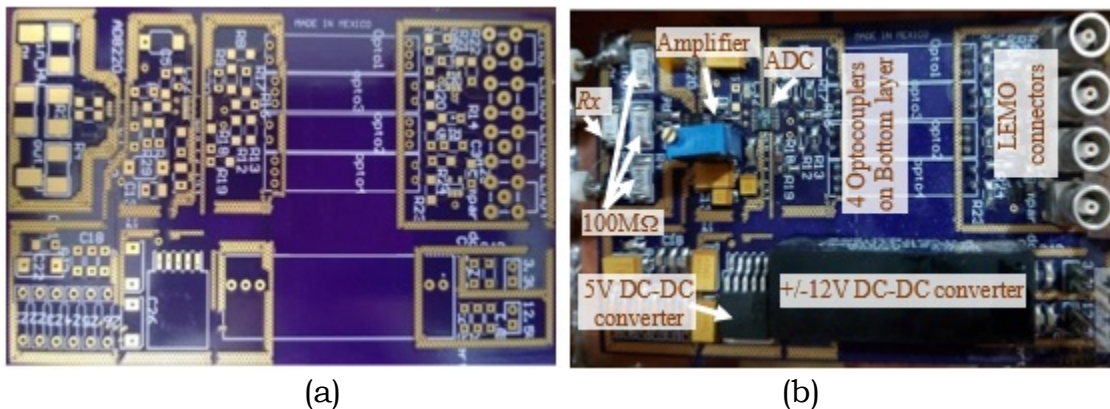


Figura 3.16. Foto de la PCB. (a) PCB sin componentes and (b) PCB con componentes.

El Amperímetro está dentro de una caja de cobre que realiza la función de una jaula de Faraday para disminuir la interferencia externa. Los datos obtenidos por el circuito se envían al FPGA mediante los conectores LEMO para su análisis y el envío a la PC se realiza mediante el módulo Wi-Fi, en la PC se procesan los datos para su visualización en el software.

Para recibir los datos y procesarlos se desarrolló un software en NI LabVIEW™ donde se muestran los valores de corriente medidas, estos datos se despliegan en tiempo real en la gráfica de la izquierda, ver Fig. 3.17. Como en las lecturas en tiempo real se aprecia una señal con ruido, entonces se muestra una segunda grafica donde se despliegan los datos suavizados, como se puede apreciar después del suavizado la señal de la corriente medida presenta una reducción considerable de ruido. El suavizado toma las primeras 40 muestras y las promedia, luego toma la muestra 41 y remueve la primera muestra, y así sucesivamente se va tomando siempre el promedio de las ultimas 40 muestras para ser procesadas en tiempo real, el resultado de este suavizado se muestra en una segunda gráfica a la derecha. Se realizaron promedios con diferentes números de muestras, sin embargo, con 40 muestras obtuvimos un desplegado que desde nuestro punto de vista es adecuado para tener una mejor visualización [30].

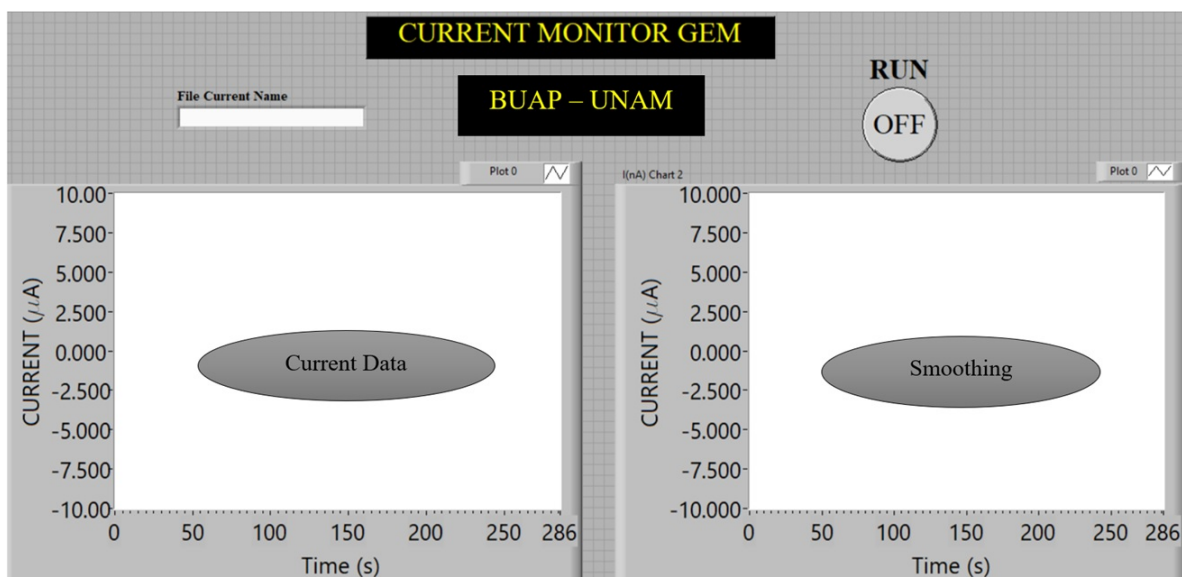


Figura 3.17. Interfaz de usuario del amperímetro diseñado.

Posteriormente se tuvo que calibrar cada escala del amperímetro, este proceso de calibración se describe en la siguiente sección.

3.3 Proceso de calibración para cada escala del amperímetro

La calibración de cada amperímetro fue realizada de forma separada de acuerdo con su escala, cómo se ve en la figura 3.18. El arreglo experimental utiliza una fuente de alimentación variable conectada en serie con un amperímetro comercial Keithley 6514 certificado, dicho instrumento está calibrado y acreditado por las normas DIN / ISO 17025: 2005, DIN / ISO 17025: 2017 y realiza su trabajo de acuerdo con los requisitos de calidad y la norma nacional ANSI / NCSL Z540-1-1994 (R2002). Este dispositivo está conectado en serie con la resistencia de escala R_x cómo se puede ver en la siguiente figura:

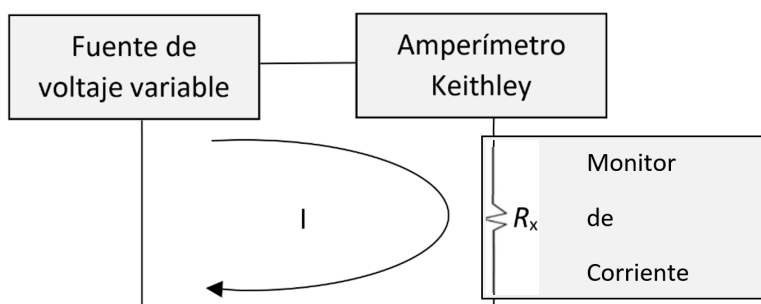


Figura 3.18. Arreglo experimental para calibración de los amperímetros.

El procedimiento de calibración de los amperímetros es el siguiente. Se hizo que la corriente fluyera a través de la resistencia R_x de un solo amperímetro y, simultáneamente, se midió esta corriente I (nA) incluida su incertidumbre ΔI (nA) con el Keithley® 6514 comercial. Por lo tanto, este procedimiento se repite para cada amperímetro, uno a la vez. Para producir esta corriente se utilizó una fuente de alimentación, su voltaje se varió a intervalos regulares de 0 a 0.99V con pasos de 0.05V, generando 21 puntos experimentales por cada amperímetro. Los resultados de las mediciones se muestran en la tabla 3.5:

Fuente de Alimentación	Amperímetro 1:	0 – 100 nA	Amperímetro 2:	0 – 1 μA	Amperímetro 3:	0 – 10 μA
Voltaje (V)	I (nA)	ΔI (nA)	I (nA)	ΔI (nA)	I (μA)	ΔI (μA)
0	0	0	0	0	0	0
0.05	5.092	0.0102	50.10	0.1002	0.5315	0.0005
0.1	10.246	0.0205	100.20	0.2004	1.0820	0.0011
0.15	15.174	0.0303	150.30	0.3006	1.5070	0.0015
0.2	20.155	0.0403	200.40	0.4008	2.0060	0.0020

0.25	25.063	0.0501	250.50	0.2505	2.5160	0.0025
0.3	30.237	0.0605	300.60	0.3006	3.0110	0.0030
0.35	35.211	0.0704	350.70	0.3507	3.5090	0.0035
0.4	40.187	0.0804	400.80	0.4008	4.0830	0.0041
0.45	45.025	0.0901	450.90	0.4509	4.5060	0.0045
0.5	50.206	0.1004	501.00	0.5010	5.0240	0.0050
0.55	55.169	0.1103	551.10	0.5511	5.5480	0.0055
0.6	60.107	0.1202	601.20	0.6612	6.0430	0.0060
0.65	65.124	0.1302	651.30	0.6513	6.5010	0.0065
0.7	70.021	0.1400	701.40	0.7014	7.0060	0.0070
0.75	75.092	0.1502	751.50	0.7515	7.5040	0.0075
0.8	80.043	0.1601	801.60	0.8016	8.0030	0.0080
0.85	85.061	0.1701	851.70	0.8517	8.5084	0.0085
0.9	90.071	0.1801	901.80	0.9018	9.0077	0.0090
0.95	95.033	0.1901	951.90	0.9519	9.5062	0.0095
0.99	99.046	0.1981	992.00	0.9920	9.9101	0.0099

Tabla 3.5 Resultados de caracterización de amperímetros

Así, los resultados de la calibración en los tres rangos se muestran en la figura 20 a-c, dónde se determina el valor experimental de cada una de las tres R_x , con lo cual se realizó el ajuste de calibración para que la corriente del instrumento de referencia y la de cada amperímetro fuera iguales, según su escala.

El cálculo del valor de la pendiente m y su incertidumbre D_m se obtuvo a partir del ajuste lineal [31], recordemos que la incertidumbre es un parámetro asociado con el resultado de una medición, el cual caracteriza la dispersión de los valores obtenidos, para cada amperímetro. Se denomina regresión o ajuste lineales cuando requiere la determinación de dos parámetros: la pendiente y la ordenada en el origen de la recta de regresión, $y=ax+b$. La regresión nos permite, determinar el grado de dependencia de las series de valores X e Y, prediciendo el valor y estimado que se obtendría para un valor x que no esté en la distribución. Para ello se utiliza la ecuación de la recta que mejor ajusta a los datos. Se denomina error ε_i a la diferencia y_i-y , entre el valor observado y_i , y el valor ajustado $y=ax_i+b$, tal como se ve en la figura 3.19. El criterio de ajuste se toma como aquél en el que la desviación cuadrática media sea mínima.

$$E = \sum_1^n \varepsilon_i^2 = \sum_1^n (y_i - (ax_i + b))^2 \quad (3.14)$$

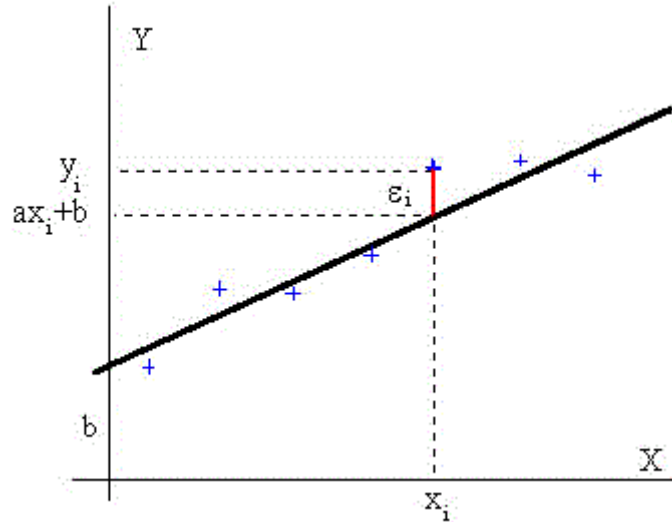


Figura 3.19. Ajuste de la recta con mínimos cuadrados.

El extremo de una función máximo o mínimo se obtiene cuando las derivadas de E respecto de a y de b sean nulas. Lo que da lugar a un sistema de dos ecuaciones con dos incógnitas del que se despeja a y b .

$$\frac{\partial E}{\partial a} = 0, \quad \frac{\partial E}{\partial b} = 0 \quad (3.15)$$

$$a = \frac{n \sum_1^n x_i y_i - (\sum_1^n x_i)(\sum_1^n y_i)}{n \sum_1^n x_i^2 - (\sum_1^n x_i)^2} \quad (3.16)$$

$$b = \frac{\sum_1^n x_i - a \sum_1^n x_i}{n} \quad (3.17)$$

A continuación, obtenemos las ecuaciones que nos permiten determinar el error de a , Δa y el error de b , Δb .

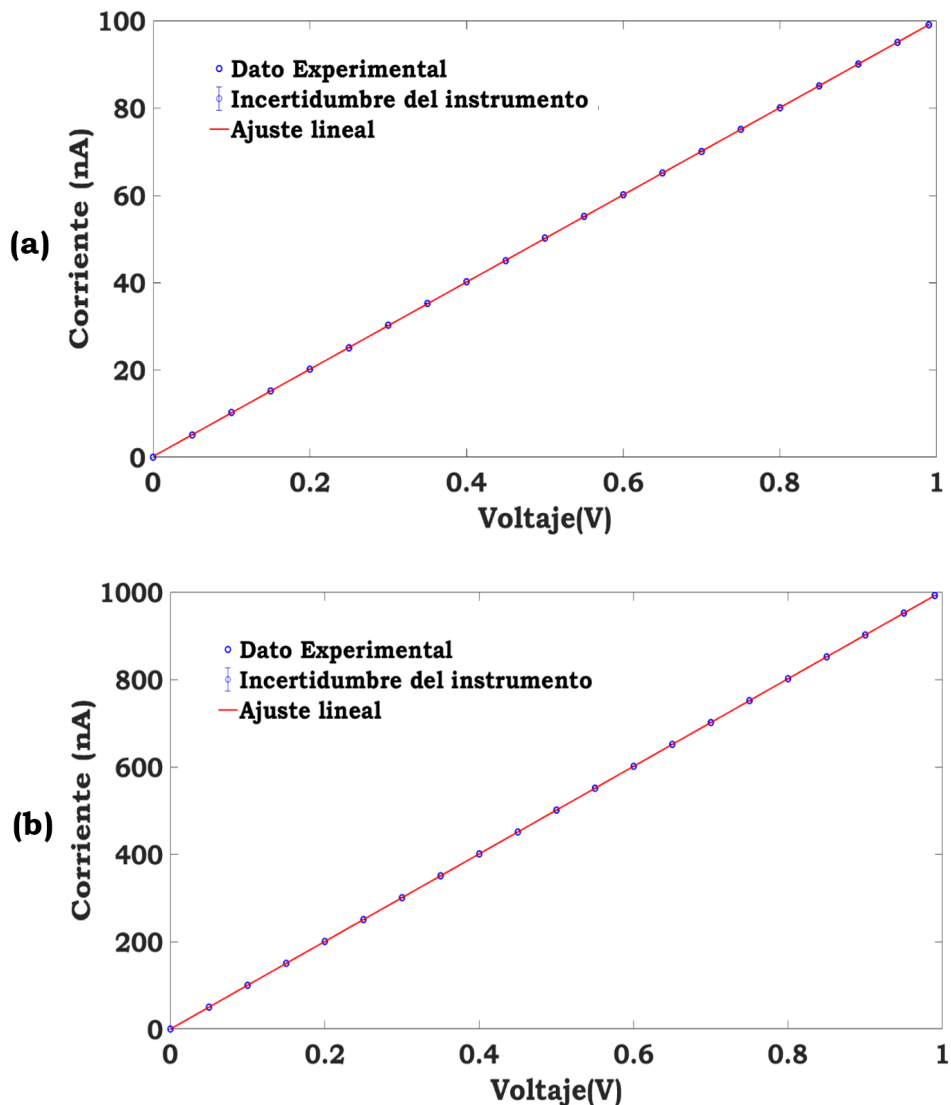
$$\Delta a = \frac{\sqrt{n}\sigma}{\sqrt{\sum_1^n x_i^2 - (\sum_1^n x_i)^2}} \quad (3.18)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{(y_i - ax_i - b)^2}{n - 2}} \quad (3.19)$$

$$\Delta b = \Delta a \sqrt{\frac{\sum_1^n x_i^2}{n}} \quad (3.20)$$

De las ecuaciones 3.18, 3.19 y 3.20 se deduce que la pendiente de la recta será $a \pm \Delta a$ y la ordenada en el origen $b \pm \Delta b$.

Entonces, para el primer amperímetro (0 – 100nA), se obtuvo una pendiente de $99.8987 \text{ nA} \pm 0.0519 \text{ nA}$, para el segundo (0 – $1 \mu\text{A}$), tenemos una pendiente de $10.002005 \text{ nA} \pm 0.003 \text{ nA}$; y finalmente, para el tercero (0 – $10 \mu\text{A}$), tenemos una pendiente de $9.9773 \mu\text{A} \pm 0.0175 \mu\text{A}$. La pendiente fue utilizada para obtener la R_x experimental para cada amperímetro, $R_x = 1/m$. Los valores experimentales de R_x fueron $10,010,236 \Omega$ para la escala de 0 – 100nA, $997,999 \Omega$, para la escala de 0 – $1 \mu\text{A}$ y $100,227.5 \Omega$ para la escala de 0 – $10 \mu\text{A}$. Para obtener el porcentaje de incertidumbre, la desviación estándar de la pendiente fue dividida por el valor de la pendiente y el resultado fue multiplicado por 100%. Para la escala de 0 – 100nA, el amperímetro tiene una incertidumbre de $\pm 0.05\%$, para la escala de 0 – $1 \mu\text{A}$ tiene una incertidumbre de $\pm 0.003\%$ y finalmente, para la escala de 0 – $10 \mu\text{A}$ tiene una incertidumbre de $\pm 0.17\%$, (ver Fig. 3.20).



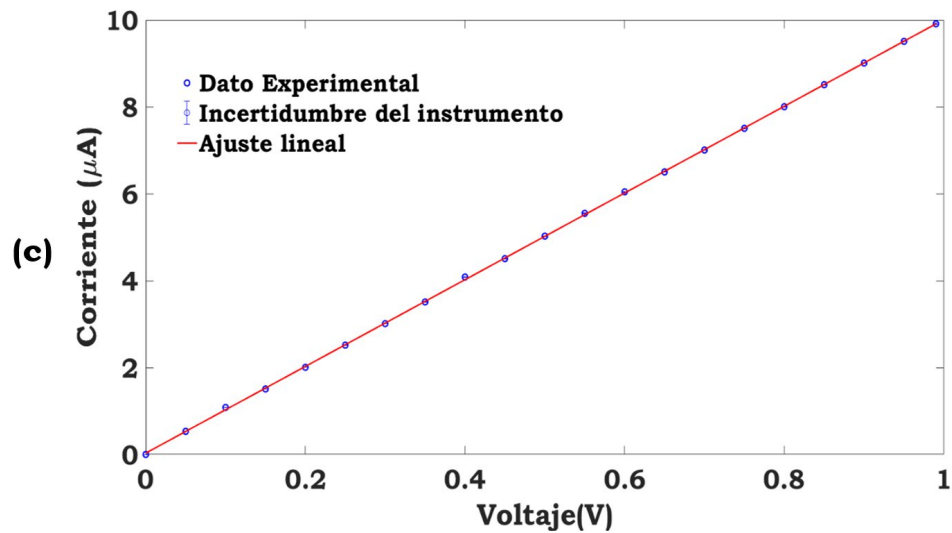


Figura 3.20. Ajuste de calibración. (a) Resultado de caracterización de amperímetro con rango de 0 a 100nA. (b) Resultado de caracterización de amperímetro con rango de 0 a 1µA. (c) Resultado de caracterización de amperímetro con rango de 0 a 10µA

Conclusiones

En este capítulo se presenta el diseño, implementación y caracterización de la tarjeta de un amperímetro. En el diseño se implementaron las metodologías de atenuación de interferencias para lograr tener una tarjeta con un nivel de ruido mínimo que será vital en la medición de corrientes muy pequeñas en el orden de picoamperes. Se presentó la caracterización de las tarjetas diseñadas, ajustadas a diferentes rangos, esto es, ya que el sistema se pretende sea autoajutable para cubrir un rango de medición de picoamperes hasta 10 microamperes. Como se pudo apreciar la caracterización tenemos resultados satisfactorios con los cuales se procede a completar el diseño del sistema de monitoreo autoajutable, mediante el firmware y el software para visualización de los datos obtenidos mediante las tarjetas diseñadas. Esta etapa se presenta en el siguiente capítulo.

Capítulo 4

Sistema de monitoreo con autoescala

En el capítulo anterior se presentó el diseño de la tarjeta de un amperímetro, para realizar un rango ajustable. En el presente capítulo se presenta la aplicación de un sistema de amperímetros para construir un sistema de monitoreo de corriente con autoescala. El diseño se basa en 3 amperímetros con diferentes rangos de escala conectados en serie para poder realizar la operación autoajustable de picoamperes hasta 10 microamperes. El cambio de escala se realiza al cambiar el valor de la resistencia R_x . Posteriormente los datos digitalizados son enviados al FPGA (firmware) para realizar la selección y envío de datos mediante un módulo Wi-Fi hacia la computadora para su visualización como se muestra en la siguiente figura.

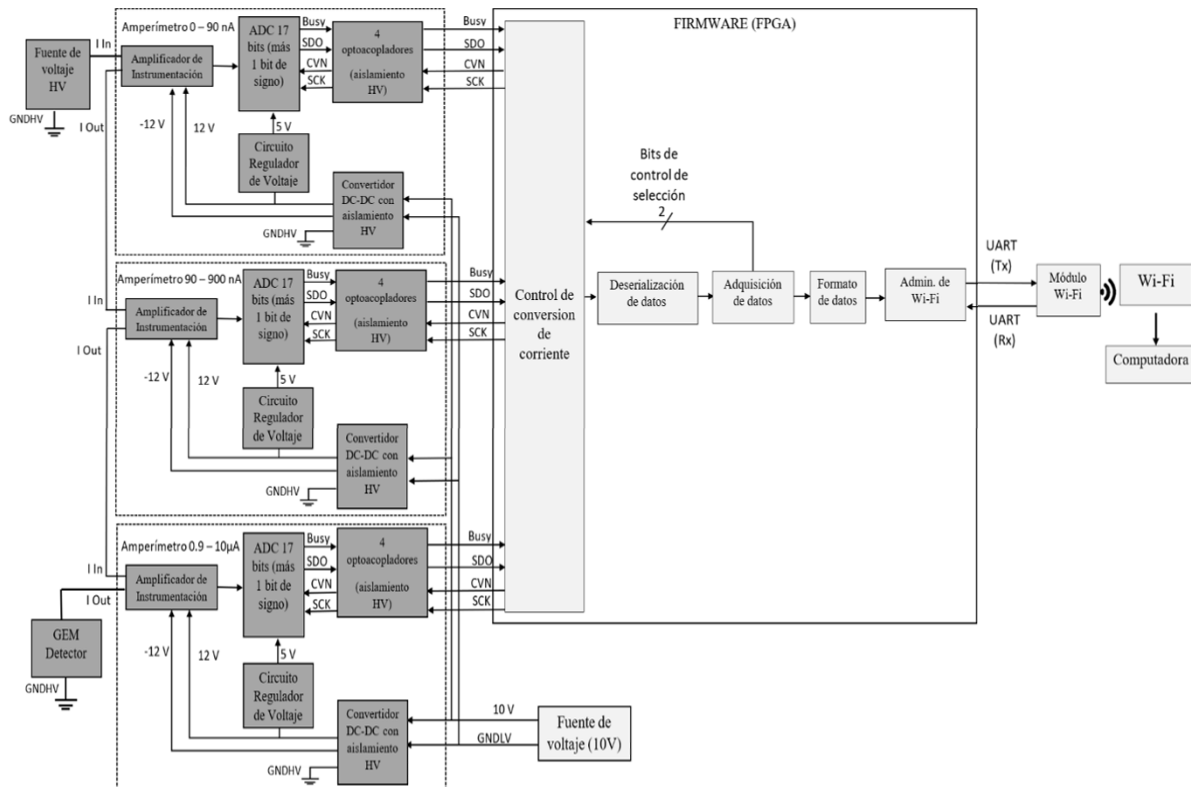


Figura 4.1. Diagrama general del sistema de monitoreo con autoescala.

Cada amperímetro está ajustado a diferente rango de medición desde unos cuantos picoamperes hasta 10 microamperes. Los amperímetros y el sistema de lectura de datos son manejados a través del firmware contenido en un FPGA para el control y envío de datos, los cuales son configurados y

leídos a través de un software desarrollado en una plataforma de LabVIEW. De tal forma que los datos obtenidos son visualizados en este software.

Como se mencionó en el capítulo anterior se tiene una resistencia de $10\text{M}\Omega$ con lo que tendremos una corriente máxima de lectura de 100nA , para una resistencia de $1\text{M}\Omega$ tendremos una corriente máxima de $1\mu\text{A}$ y para una resistencia de $100\text{k}\Omega$ su corriente máxima admitida será $10\mu\text{A}$. El valor de la resolución está basado en la elección del ADC de 18 bits LTC2326-18, así tendremos una resolución de 0.8pA para 100nA , 7.7pA para $1\mu\text{A}$ y una resolución de 77.1pA para $10\mu\text{A}$.

Cada amperímetro contiene un arreglo de cuatro resistencias, un Amplificador de Instrumentación AD8220, un filtro pasa bajas de 10kHz , un ADC LTC2326-18 de 17 bits + 1 bit de signo, 4 optoacopladores OPI1268S con aislamiento de 20kV , un convertidor DC-DC MED-FS16U que a partir de un voltaje de 10V de entrada, genera una salida simétrica de $\pm 12\text{V}$, este dispositivo presenta un aislamiento de 5kV . A partir de los $\pm 12\text{V}$ se tiene un circuito regulador de voltaje basado en un convertidor DC-DC TPS75501 que produce $+5\text{V}$, los $\pm 12\text{V}$ y los $+5\text{V}$ están referenciados a la misma tierra flotante, la cual se conecta a la tierra de la fuente de alto voltaje. Para llevar a cabo la lectura del ADC se requieren cuatro señales digitales que son conectadas al FPGA Cyclone III- EP3C10F256C a través de 4 optoacopladores con el fin de aislar el FPGA del alto voltaje.

4.1 Firmware del sistema de monitoreo con autoescala

El firmware desarrollado se descarga en un FPGA Cyclone III-EP3C10F256C, el cual consta de 5 módulos, En el bloque 1 se generan las señales de funcionamiento de los ADC que tienen las tarjetas de los amperímetros, esto con la finalidad de poder obtener los datos digitalizados. Posteriormente el segundo bloque deserializa los datos del ADC del amperímetro seleccionado. Para la selección de canal se genera un comando de 2 bits para elegir entre los 3 amperímetros conectados en serie.

La selección de canal se realiza mediante los siguientes pasos:

1. Se leen los datos digitalizados del primer amperímetro el cual está configurado en la escala hasta 100nA .
2. Si el valor digitalizado se encuentra entre 0 y 90nA , el dato se vuelve "dato válido" y se envía al bloque para darle formato. Si el valor no se encuentra en este rango de 0 a 90nA , el amperímetro entra en un estado de saturación y se envía el comando para leer el siguiente amperímetro.

3. El segundo amperímetro está en una escala hasta $1\mu\text{A}$, entonces se lee el valor de este y si tenemos un valor entre 90 y 900nA este valor se vuelve el “dato válido” y se envía al siguiente bloque. Sino se entra en saturación y se envía el comando para realizar la lectura del tercer amperímetro.
4. Finalmente, al entrar los primeros 2 amperímetros en saturación se leen los datos del tercer amperímetro el cual está ajustado a $10\mu\text{A}$, el dato digitalizado de este sería el “dato válido” si se encuentra entre 0.9 y $10\mu\text{A}$, sino se envía una alerta que está en saturación.

Además, el firmware está configurado para proveer un dato válido cada milisegundo. Una vez que tenemos el dato válido, el tercer bloque se encarga de recibir la palabra de 18 bits y fijar la escala en función del valor de la corriente, el dato se envía al bloque 4 para obtener el formato para su envío. El formato de una palabra que se genera en el bloque 4 es de 32 bits, el cuál se envía al bloque 5 que corresponde a la generación del protocolo donde se realiza el envío de la información entre el firmware y la computadora vía el módulo RN-171 a través de una comunicación Wi-Fi. Como se mencionó se desarrolló este firmware para el control y envío de los datos provenientes del ADC de 18 bits de cada uno de los amperímetros en Quartus II, como se muestra en la siguiente figura [32].

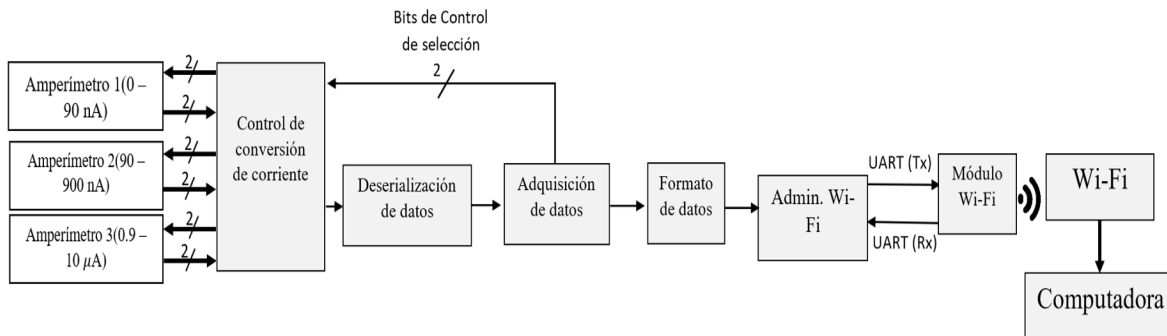


Figura 4.2. Diagrama a bloques firmware FPGA.

Cada ADC entrega dos señales: BUSY que indica que se está realizando la conversión del dato analógico y SDO que corresponde al dato de 18 bits en forma serial. Las señales necesarias para la conversión del ADC son CVN, que indica el inicio de una conversión nueva y SCK que es el reloj con el cual el dato serial es enviado 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.

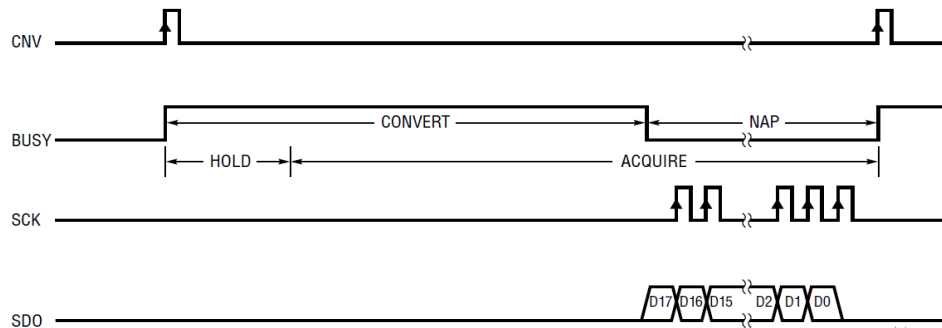


Figura 4.3. Diagrama de tiempos de funcionamiento del ADC.

A continuación, se muestra el diagrama a bloques de la etapa de obtención de los datos provenientes de los ADCs de cada uno de los amperímetros en la figura 4.4. Como se puede observar y se mencionó anteriormente se envían las peticiones de conversión para los ADC mediante la señal CVN, se espera a que el ADC termine de digitalizar la señal analógica proveniente del amplificador de instrumentación mediante la señal Busy, se envía el reloj SCK para la obtención y deserialización de los datos mediante un arreglo en el firmware para cada valor de los ADCs, se realiza la etapa de selección del canal y se envía el valor de dicho canal para poder obtener el siguiente dato de 18 bits (ver Fig. 4.4). El FPGA solicita los datos de los ADC a una tasa de 1 milisegundo, es decir cada milisegundo se tienen los datos provenientes de los ADC para su análisis y selección, Aunque los ADC pueden proveer hasta 250 kmps en nuestro caso muestrear a 1 kmps es suficiente debido a que las variaciones de corriente no ocurren de una manera tan rápida por las características de las fuentes de alto voltaje de corriente directa.

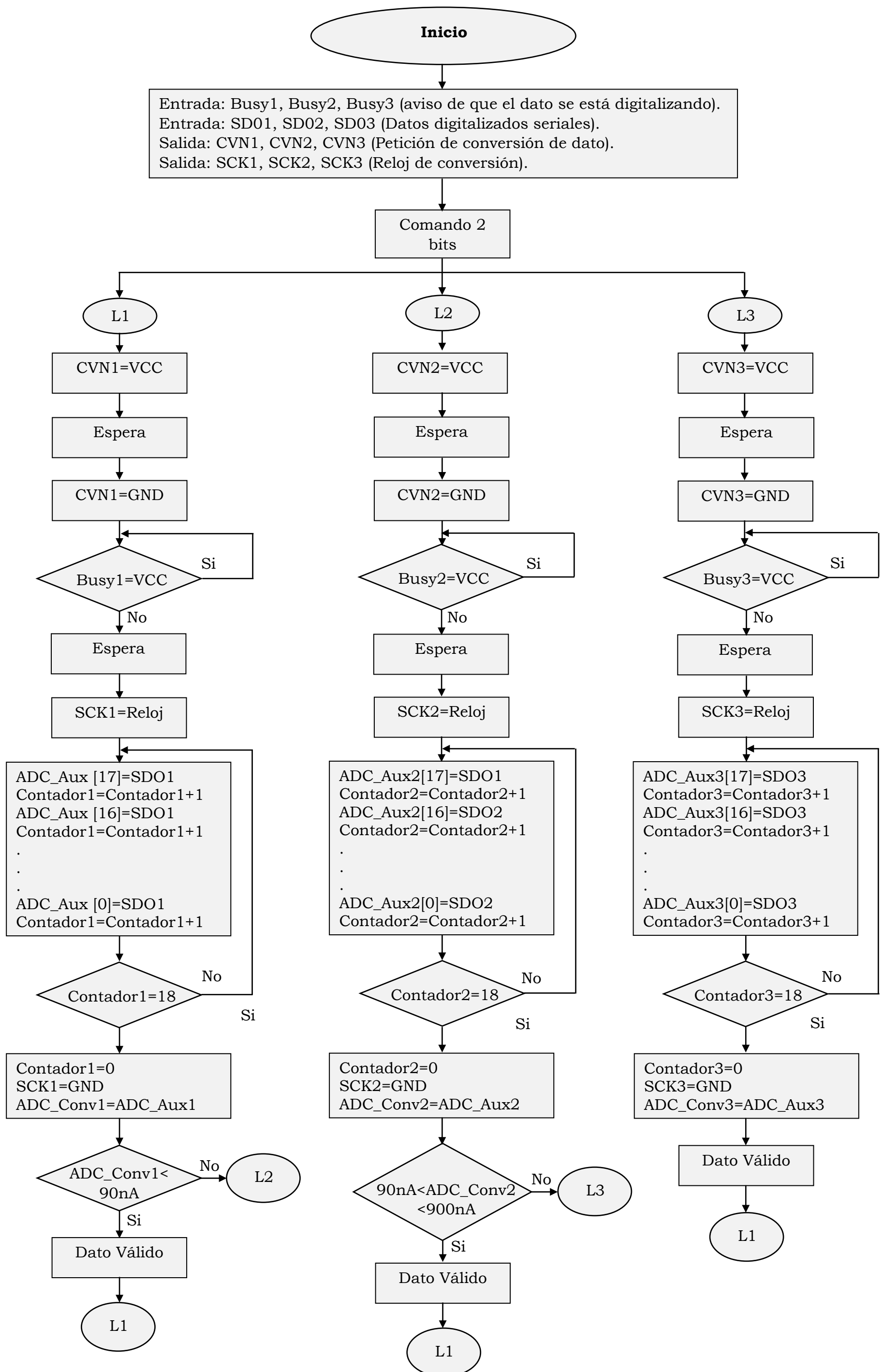


Figura 4.4. Diagrama a bloques de Firmware para la obtención y digitalización de los datos de los ADC de los 3 amperímetros.

Una vez elegido el dato para su envío se guarda en un registro de 18 bits en la etapa de data format para enviar esta información de manera inalámbrica por medio del administrador Wi-Fi.

El formato de envío de la comunicación Wi-Fi es de un byte (8 bits) en este caso se envían en paquetes de 3 bytes, para identificar cada dato se codifican los 18 bits provenientes del ADC en paquetes de 3 bytes donde el byte 1 es la parte más baja de los 18 bits, el byte 2 es la parte central y el byte 3 es la parte más alta, cómo se muestra en la tabla 4.1.

Byte	Identificación	Dato
Byte 1	01	Dato[5..0]
Byte 2	10	Dato[11..6]
Byte 3	11	Dato[17..12]

Tabla 4.1. Identificación bytes enviados

EL firmware de transmisión del Wi-Fi es formato serial en el protocolo UART (Transmisor-Receptor Universal Asíncrono). 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 4.5, 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.

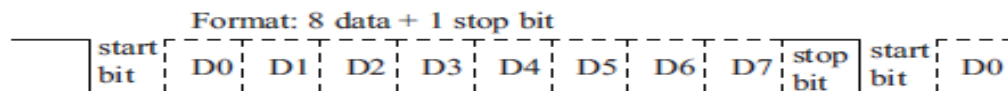


Figura 4.5. Transmisión UART

Se programa esta configuración de envío de bytes en Quartus II. El firmware para almacenar y comunicar el FPGA con el módulo Wi-Fi se muestra en la figura 4.6.

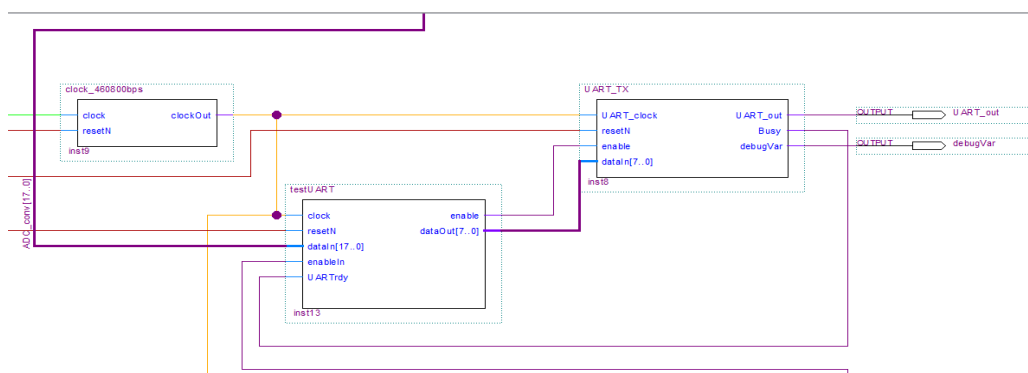


Figura 4.6. Firmware modulo Wi-Fi

El sistema se comunica por medio del Wi-Fi con el hardware, por lo que se necesita configurar la comunicación del módulo. Para la configuración del Wi-Fi se ocupó el software recomendado UTF-8 Tera Term Pro. Introduciendo los siguientes parámetros: HOST = 1,2,3,4, SERVICE = Telnet, TPC port = 2000. Se abre una pantalla adicional indicando “HELLO” o “Hi” indicando la estabilidad para la conexión, ya en esta pantalla se realiza la configuración deseada para nuestro sistema: los parámetros que se requieren configurar son el baudrate, el tamaño de la palabra en bytes y el canal de comunicación Wi-Fi, para ello utilizamos los comandos set uart baudrate 460800, set comm size 3 y set wlan channel # (# es el número de canal a utilizar), con estos comandos configuramos nuestra comunicación Wi-Fi. Una vez realizada la configuración, el sistema estará comunicado con la computadora y así mismo con nuestro sistema de adquisición de datos. Con la comunicación realizada y el sistema Wi-Fi configurado, se enlazará con el software para el despliegue de la información obtenida, con esto validaremos que la información y valores que ingresamos en la entrada están llegando a su destino. Mediante esta configuración el sistema puede trabajar en modo standalone (funcionamiento normal) ya sea mediante una conexión remota directamente con la computadora o se puede configurar para trabajar como punto de acceso remoto a una red donde pueda tener acceso cualquier computadora que cuente con el software para su comunicación.

En la figura 4.7 se muestran las diferentes partes del firmware del sistema de monitoreo de corriente. En (1) tenemos el bloque donde se realiza la selección del amperímetro mediante los comandos de selección a partir del procesamiento de los valores obtenidos, se guardan estos valores en un arreglo de 18 bits y son enviados al bloque (6) para darles el formato correspondiente para el envío de los datos a la computadora a través del módulo WiFly rn-171 que se tiene en los bloques (7). El Bloque (3) genera las peticiones de conversión de cada amperímetro y deserializa los datos provenientes de estos, en el bloque (2) se generan las señales necesarias para la conversión de los ADC de los amperímetros y se revisan si están disponibles para una nueva conversión. En el bloque (4) tenemos un PLL el cual es utilizado para la creación de la señal del reloj a través de un divisor de frecuencias necesarios para la adquisición de los datos digitales serializados, cabe mencionar que el PLL ya es un módulo que tiene el Cyclone III. En (5) Tenemos los relojes SCK necesarios para la obtención de los datos de los ADCs, En el bloque (6) se realiza el formato adecuado para el envío de los datos a través del Wi-Fi. Y finalmente en bloque (7) tenemos la configuración del protocolo UART para el envío de los datos a la computadora (ver Fig. 4.7).

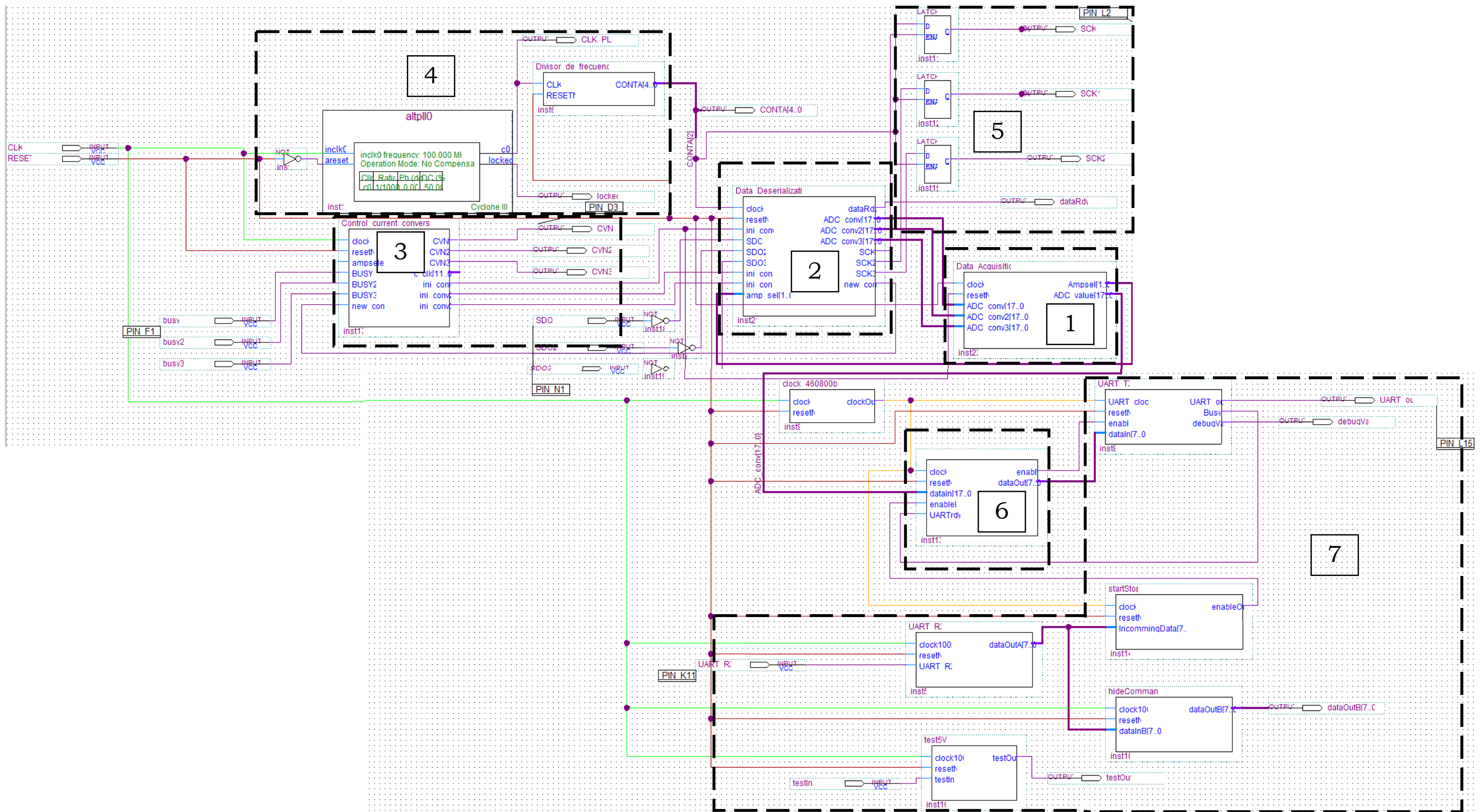


Figura 4.7. Diagrama a bloques del Firmware

Del firmware anterior se desarrolla el diagrama de tiempos para visualizar el funcionamiento del mismo, el cual se presenta en la figura 4.8.

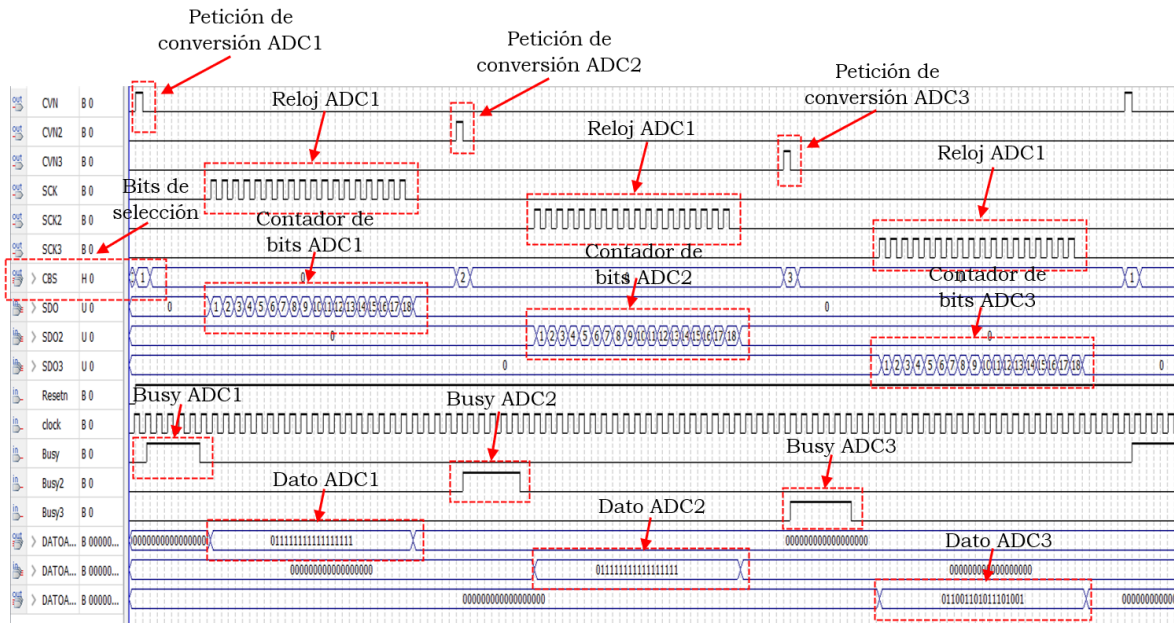


Figura 4.8. Diagrama de tiempos del firmware.

En la figura anterior tenemos el diagrama de tiempos del firmware. Se puede observar la realización de la función para la autoescala.

La lectura de corriente de cada amperímetro se hace usando el FPGA CYCLONE III. Dentro del FPGA hay 5 bloques de firmware dedicados a esta tarea, en el primero se generan las señales necesarias para adquirir el valor del ADC del amperímetro correspondiente. En el segundo se realiza la deserialización de los datos recibidos desde el ADC, el tercer bloque recibe el dato del ADC y realiza una comparación de la corriente medida para determinar si el amperímetro está saturado. Lo anterior se obtiene de la siguiente manera; se lee el valor de corriente del primer amperímetro, si la corriente medida se encuentra entre 0 y 90nA, entonces este es un dato valido, sin embargo, si la corriente medida es mayor a 90nA entonces la medición ya no se puede considerar valida y se realizara el cambio de escala, por lo que se hace la lectura del segundo amperímetro, si la corriente medida es mayor a los 90nA y menor o igual a los 900nA, entonces esta lectura es un dato valido. Pero, si el valor es mayor a los 900nA la lectura ya no es válida y se lleva a cabo la lectura del tercer amperímetro, esta lectura será el dato valido, este bloque también lleva la cuenta del tiempo para suministrar un dato valido cada milisegundo. Este dato valido se coloca en la entrada de un cuarto bloque en donde se le da un formato para poder ser enviado, la palabra de 32 bits resultante se coloca en la entrada del

quinto bloque, en donde se genera el protocolo correspondiente para enviar la información al módulo WiFly para posteriormente ser recibida por una PC a través de su conexión inalámbrica.

4.2 Software

Las descargas producidas por un detector GEM y detectadas por el monitor de corriente requieren ser visualizadas y registradas a través de una computadora, para ello se desarrolló un software para el sistema de monitoreo en LabVIEW que pueda cubrir dicho propósito [30]. En el desarrollo del software se toma en cuenta el envío de datos de 18 bits enviados por el ADC explicado en la sección anterior. El software realiza la apertura para la comunicación Wi-Fi y la adquisición de los 3 bytes como se muestra en el diagrama a bloques de la siguiente figura.

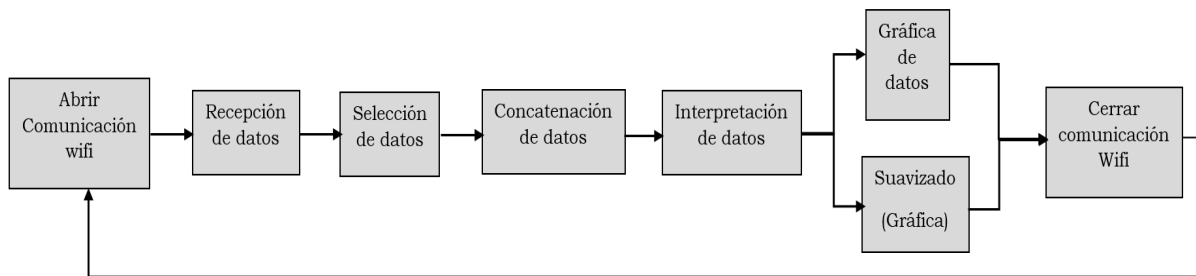


Figura 4.9. Diagrama a bloques del software.

Se identifican cada uno de los bytes enviados por el firmware y se decodifican con la finalidad de obtener el byte más significativo, el segundo byte y el byte menos significativo. Para realizar la decodificación, se realiza la lectura de la etiqueta de identificación en cada byte como se mostró anteriormente, se identifican cada uno de los bytes recibidos en relación con los bits de etiquetado que se programaron en el firmware. Una vez decodificada la recepción de datos, se concatenan para obtener la palabra de 18 bits del ADC. Se considera que se tiene un bit de signo (bit 18), el cual se toma en cuenta para codificar el dato y en el software interpretarlo como negativo o positivo, según corresponda.

4.2.1 Identificación de bytes recibidos

Para poder recuperar los datos se requiere identificar cada uno de los bytes y decodificarlos, la decodificación se lleva a cabo de acuerdo con el siguiente diagrama de flujo, ver Fig. 4.10.

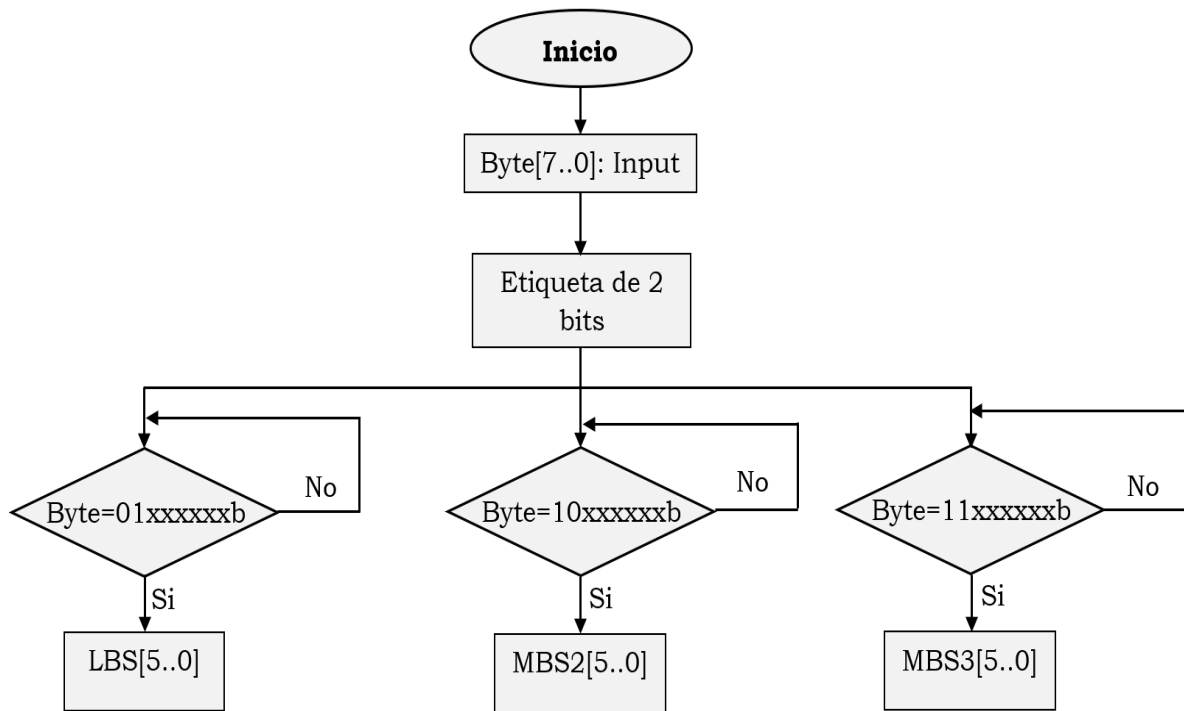


Figura 4.10. Diagrama de flujo para recuperar los tres bytes.

Cómo se muestra en la figura anterior se usan etiquetas de dos bits para identificar cada byte, y así saber cuál es el menos y el más significativo. Con esto, el software permite recuperar los 18 bits del ADC.

4.2.2 Concatenación de los bytes recibidos

Una vez que se tienen recuperados y ordenados los tres bytes, se concatenan para obtener la palabra de 18 bits del ADC, como se muestra en el diagrama de flujo en la figura 4.11. En el diagrama se considera que se tiene un bit de signo (bit 18).

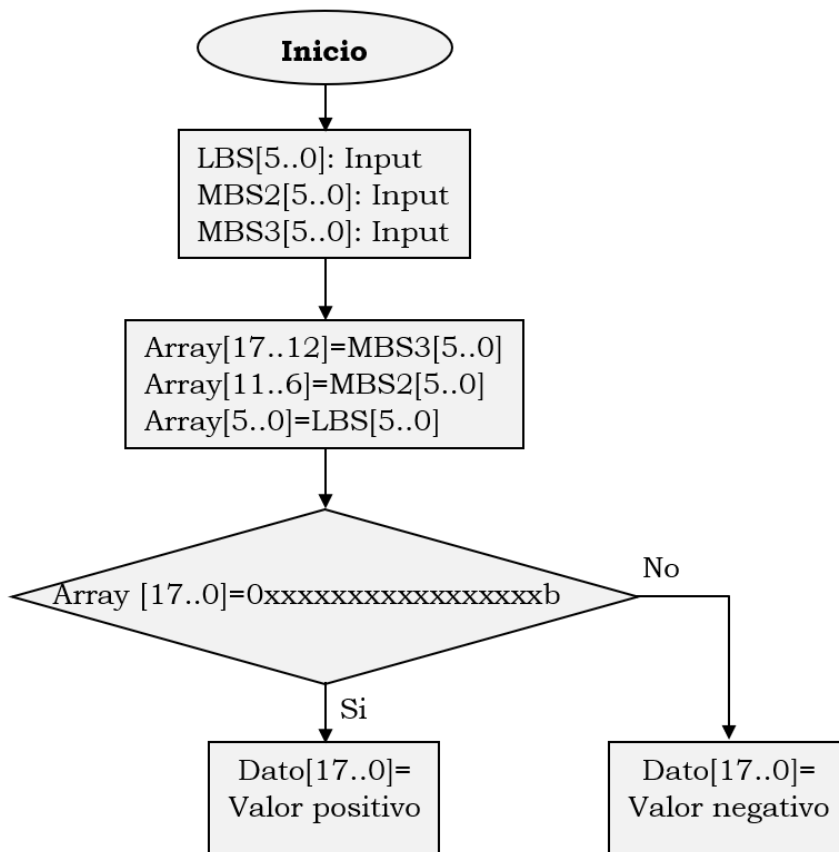


Figura 4.11. Diagrama de flujo para recuperar los 18 bits del ADC.

Se realiza la implementación de este diagrama en LabVIEW para la concatenación de los datos con la finalidad de obtener los 18 bits del ADC para poder desplegar en la pantalla ya sea el valor positivo o negativo del dato.

4.2.3 Interpretación de datos

Para graficar los datos recibidos, se realiza la cuantificación de corriente en base a cada dato recibido de 18 bits.

Tenemos que la resolución del ADC es:

$$\Delta V = \frac{V_{max} - V_{min}}{2^{18} - 1} = \frac{10.24V - (-10.24V)}{262143} = 0.07812mV \quad (4.1)$$

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

$$\Delta V = 78.12\mu V \text{ por cada cuenta} \quad (4.2)$$

Entonces el dato recibido en el software a través de la comunicación Wi-Fi es el siguiente:

$$V_{ADC} = \text{dato} * \Delta V = \text{dato} * 78.12\mu\text{V} \quad (4.3)$$

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

$$\Delta V_R = \frac{\Delta V}{G} = \frac{78.12\mu\text{V}}{30.4047} = 2.5693\mu\text{V} \quad (4.4)$$

En relación al voltaje ΔV_R se encuentra el voltaje mínimo de entrada medible mediante la siguiente ecuación:

$$\Delta V_{in} = \Delta V_R * 3 = 2.5693\mu\text{V} * 3 = 7.7080\mu\text{V} \quad (4.5)$$

Con el voltaje de entrada mínimo medible se obtiene la corriente mínima medible, dependiendo del valor de la resistencia de carga (R) mediante la siguiente ecuación:

$$\Delta I = \frac{\Delta V_{in}}{R} = \frac{7.7080\mu\text{V}}{R} \quad (4.6)$$

Por lo que la ecuación para obtener la corriente medida queda de la siguiente manera:

$$I = \text{dato} * \Delta I = \text{dato} * \frac{7.7080\mu\text{V}}{R} \quad (4.7)$$

En relación a las pruebas y caracterización tenemos las siguientes pruebas para medir, con $R=100\text{k}\Omega$, $R=1\text{M}\Omega$ y $R=10\text{M}\Omega$ por lo que los valores medibles respecto a cada una de las resistencias utilizadas para el sistema autoescalable queda cómo se muestra a continuación:

$$I = \text{dato} * \frac{7.7080\mu\text{V}}{100\text{k}\Omega} = \text{dato} * 77.85\text{pA} \quad (4.8)$$

$$I = \text{dato} * \frac{7.7080\mu\text{V}}{1\text{M}\Omega} = \text{dato} * 7.7085\text{pA} \quad (4.9)$$

$$I = \text{dato} * \frac{7.7080\mu\text{V}}{10\text{M}\Omega} = \text{dato} * 0.77085\text{pA} \quad (4.10)$$

Se tiene una etapa de suavizado con 40 muestras, la intención es tener un despliegue de información para observar si las variaciones de corriente se pueden visualizar de una forma más clara al realizar el suavizado, con la finalidad de disminuir el ruido. Para llevar a cabo el suavizado se hace un registro de corrimiento de 40 muestras, se obtiene el promedio de las primeras 40, se realiza

un corrimiento de una muestra y se toma la muestra 1 a la 41 para realizar el siguiente promedio, se repite el corrimiento de las muestras y los promedios hasta la n-ésima muestra como se muestra en la figura 4.12.

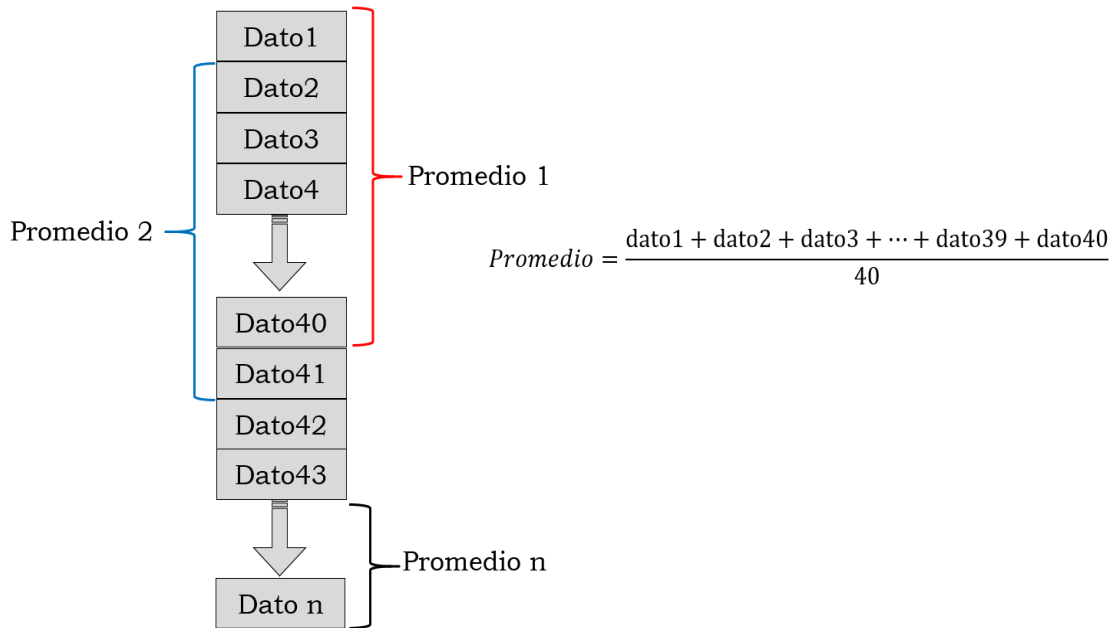


Figura 4.12. Obtención de promedio para suavizado.

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.

La pantalla de visualización para el monitoreo de señales se muestra en la figura 4.13. En esta imagen tenemos en 1) el botón para inicio y paro de la adquisición de los datos provenientes de los amperímetros para su visualización, en 3) tenemos la parte del graficado de nuestros datos en μA con respecto del tiempo en segundos, en 2) encontramos la gráfica del suavizado de muestras con la misma escala de la gráfica 3 y en 4) tenemos un cuadro para guardar los datos con el nombre que nosotros deseemos.

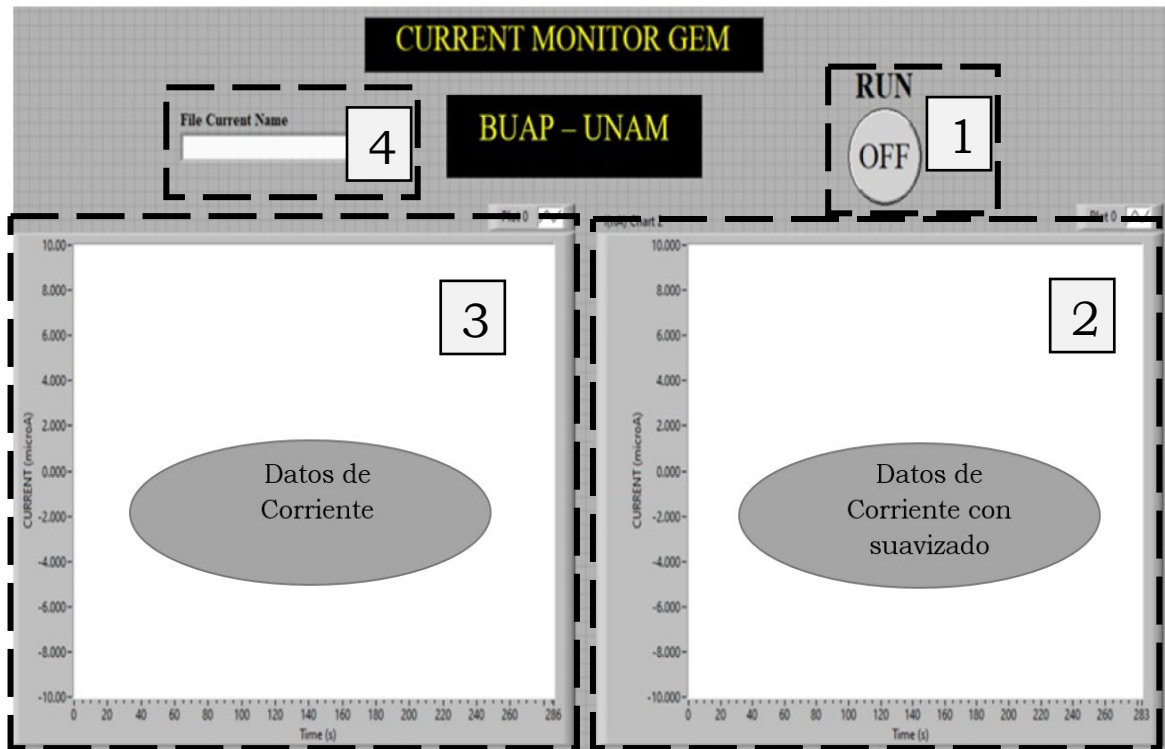


Figura 4.13. Pantalla del monitor de corriente.

Se realizaron pruebas del sistema, los cuales se presentan en el siguiente capítulo de pruebas y resultados experimentales.

Conclusiones

Una vez que ya se tiene el firmware del sistema de monitoreo de corriente en el FPGA a donde están conectados los amperímetros, ya se puede realizar el muestreo cada milisegundo y enviar los datos para ser visualizados en el software. En el software se presentan las mediciones de corriente en tiempo real en una gráfica se despliegan los datos tal como llegan y en una segunda grafica se presentan los datos suavizados. En el siguiente capítulo se presentan las mediciones experimentales obtenidas con el sistema de monitoreo de corriente.

Capítulo 5

Resultados experimentales del monitor de corriente con auto escala

El arreglo experimental completo usado para llevar a cabo las pruebas del monitor de corriente conectado al GEM se muestra en la figura 5.1. Los tres amperímetros se colocaron dentro de una caja hecha con una placa de circuito impreso de doble cara para formar una jaula de Faraday y disminuir la EMI externa.

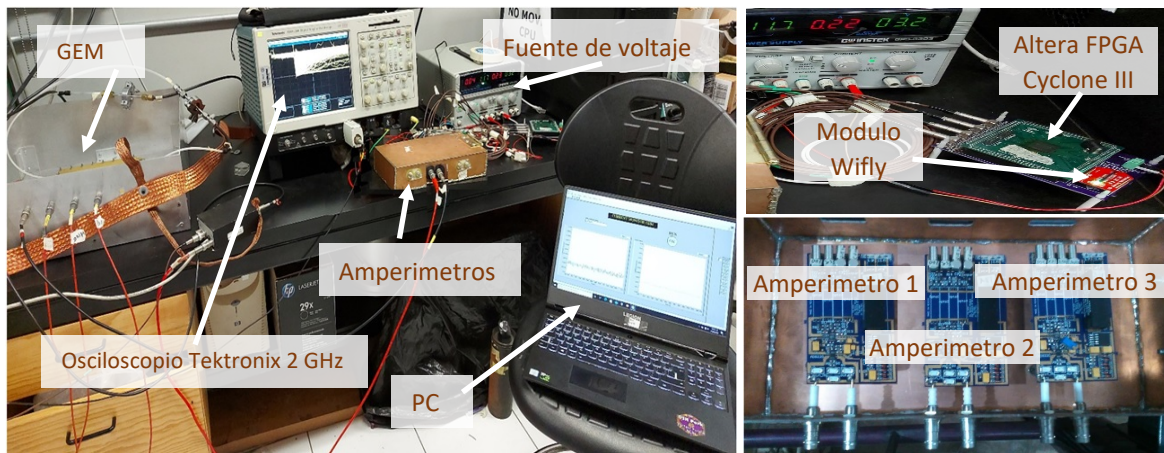


Figura 5.1. Arreglo experimental con el Sistema de monitoreo de corriente conectado al GEM.

Se hicieron pruebas para medir la corriente en diferentes capas del GEM, como se ilustra en la figura 5.2. El GEM utilizado tiene 5 capas: DRIFT, TOP 1, BOTTOM 1, TOP2 y BOTTOM 2, y la corriente se midió en tres capas: TOP 1, BOTTOM 1 y TOP 2. A continuación mostramos las mediciones en estas 3 capas del GEM ICN-UNAM. El sistema de El sistema de monitoreo de corriente se conectó sucesivamente a los electrodos T1, B1 y T2 para medir las corrientes: en el régimen estable (sin descargas), el comportamiento bajo descargas, y finalmente medido con una fuente radiactiva (Fe 55).

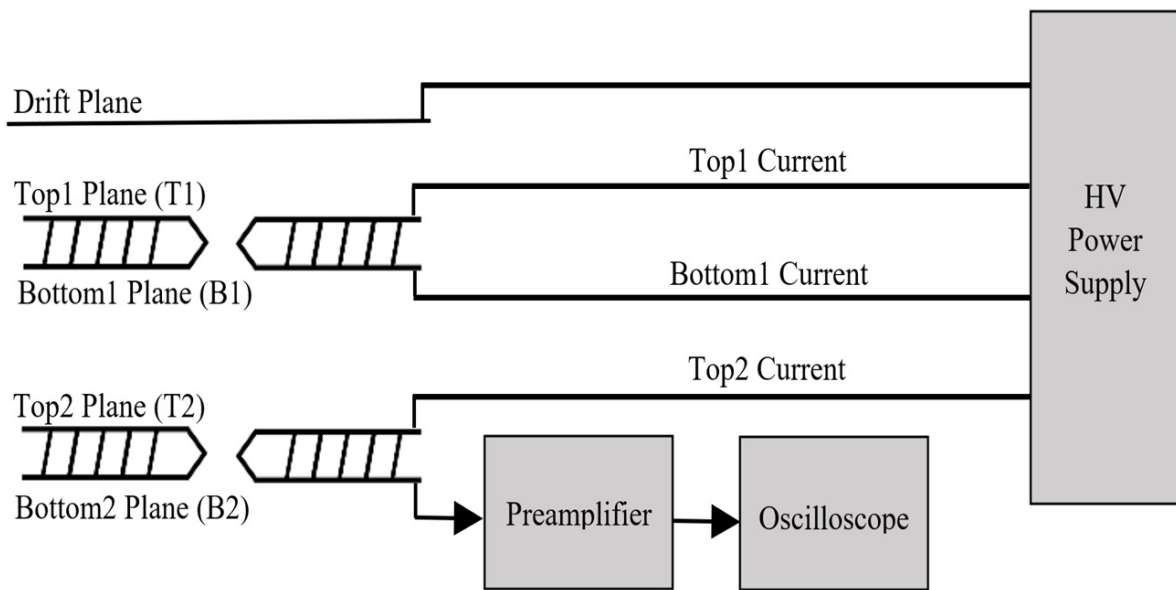


Figura 5.2. Diagrama a bloques del arreglo experimental para medir la corriente en las capas del GEM.

Para poder mostrar todo el rango del monitor creamos descargas con una corriente del orden de los microamperios. En las Fig. 5.3, Fig. 5.4 y Fig. 5.5 se muestran los resultados de las mediciones en los diferentes electrodos. Los resultados muestran que el amperímetro funciona con una resolución máxima para cada rango de corriente gracias al diseño de tres amperímetros en uno. El amperímetro funciona en dos modos diferentes, es decir, con un solo amperímetro, como puede verse en las figuras de la izquierda, y en todo el rango que abarca desde el ruido en nanoamperes hasta las corrientes de chispa en el rango de microamperes.

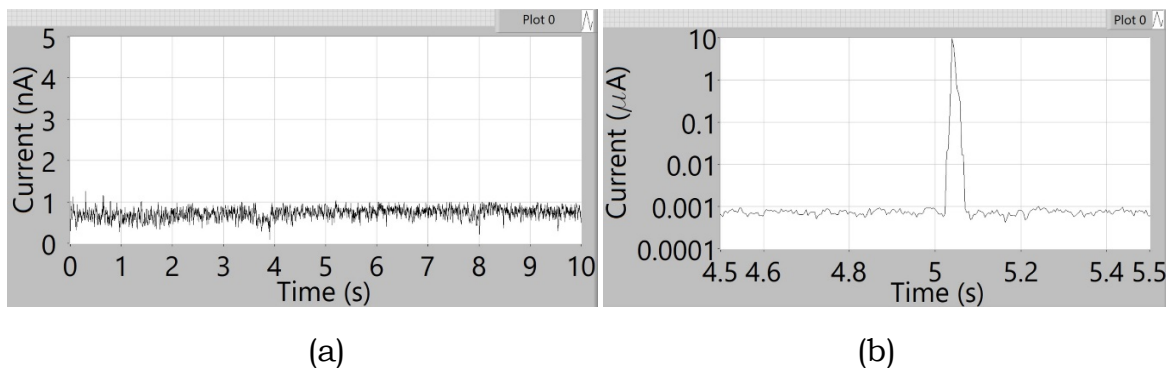
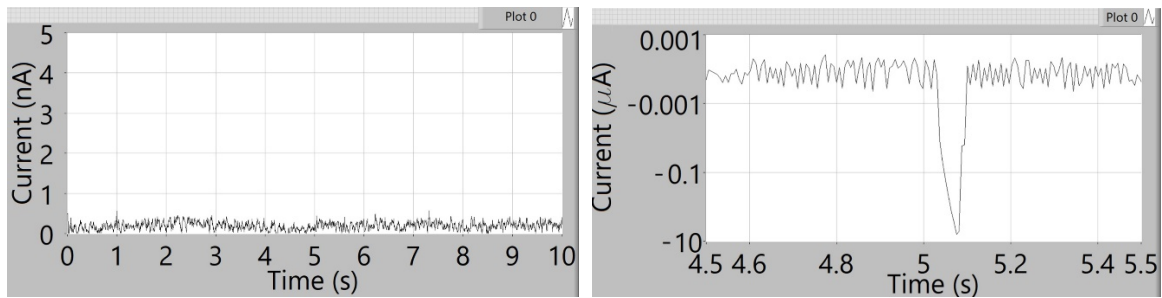


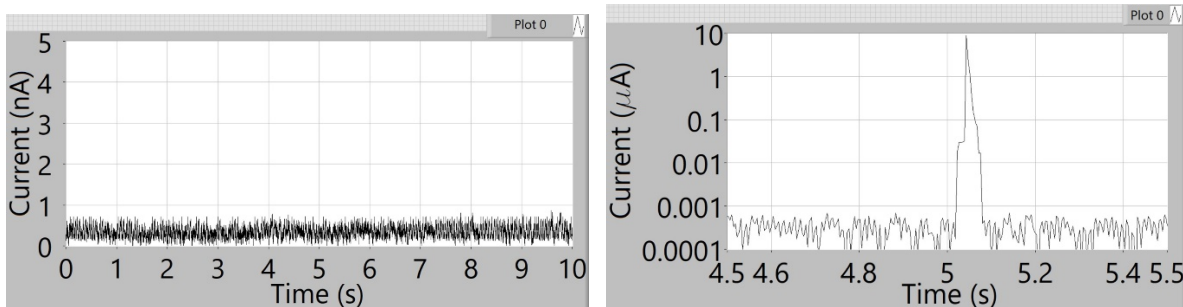
Figura 5.3. Corriente medida en la capa del GEM TOP 1. (a) Corriente en estado estable, (b) Corriente con una descarga, Las gráficas muestran las mediciones de corriente en escala logarítmica.



(a)

(b)

Figura 5.4. Corriente medida en la capa del GEM BOTTOM 1. (a) Corriente en estado estable, (b) Corriente con una descarga, Las gráficas muestran las mediciones de corriente en escala logarítmica.



(a)

(b)

Figura 5.5. Corriente medida en la capa del GEM TOP 2. (a) Corriente en estado estable, (b) Corriente con una descarga, Las gráficas muestran las mediciones de corriente en escala logarítmica.

Finalmente, la respuesta del amperímetro a una fuente débil de hierro 55 (Fe-55) de 78.63kBq en el centro del GEM, y la respuesta a la fuente radiactiva, respectivamente, se muestran en las figuras 5.6 y 5.7. Así, se ofrece una imagen del detector del GEM, así como como mostrar la respuesta del amperímetro que fue producida por la fuente radiactiva en la que muestra un incremento de la corriente, de 290pA a 580pA como se esperaba.

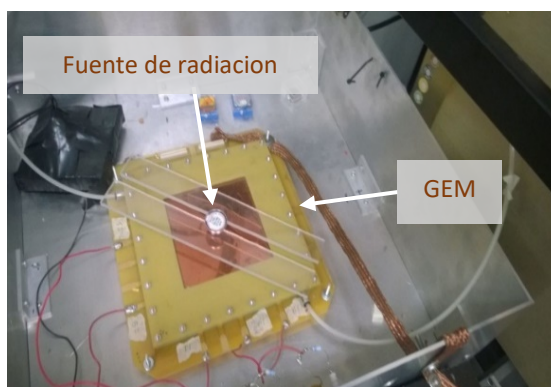


Figura 5.6. La Fuente de radiación (Fe-55) sobre el GEM.

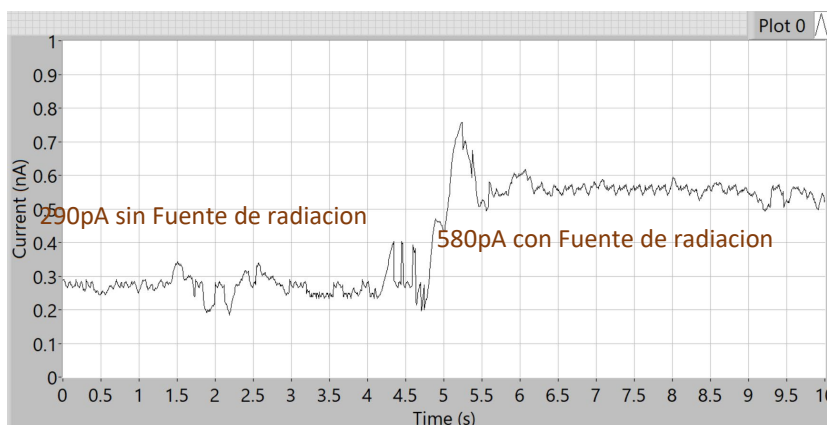


Figura 5.7. Cambio de corriente medido en la capa del GEM TOP2 por el efecto de la fuente de radiación.

La tabla 5.1 resume los resultados de la investigación para evaluar las respuestas de la corriente en GEM para cada capa. Como podemos ver, la descarga de corriente en TOP1 es positiva, en BOTTOM1 es negativa y en TOP2 es positiva. La corriente en estado estable en TOP1 es 750pA, en BOTTOM1 es de 220pA, y en TOP2 es de 290pA; en estos casos, no hay fuente de radiación. La respuesta de la corriente en el GEM TOP1 y BOTTOM1 es la misma con y sin fuente de radiación; mientras tanto, las respuestas de la corriente en GEM TOP2 cambian de 290pA a 580pA.

GEM layer	Current in Stable state (pA)	Current Discharge (μ A)	Current with radiation source (pA)
TOP1	750	10	750
BOTTOM1	220	-9.8	220
TOP2	290	10	580

Tabla 5.1. Resumen de las mediciones obtenidas.

Con las pruebas realizadas y verificando el correcto funcionamiento del sistema de monitoreo de corriente, el sistema diseñado fue probado con una fuente de alto voltaje que alimenta un detector GEM de la TPC en el CERN, para ello se realizaron pruebas donde primero se midió la corriente de consumo del detector, cómo se muestra en la siguiente figura.

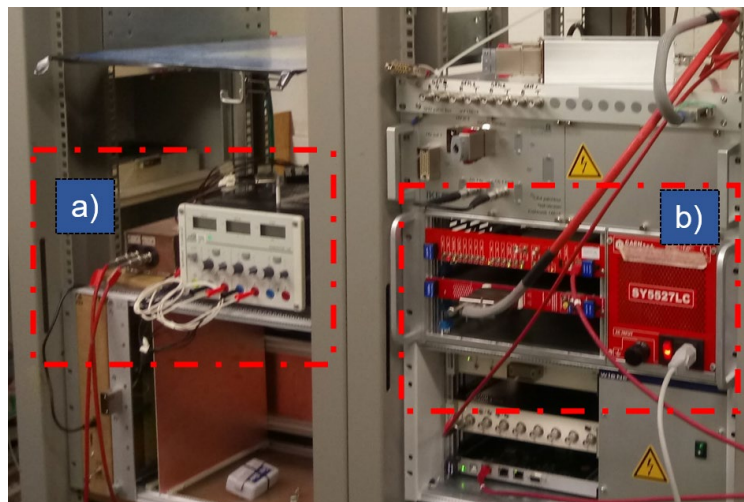


Figura 5.8. Conexión de sistema de monitoreo de corriente a GEM CERN. En a) tenemos el sistema de monitoreo de corriente conectado a b) una fuente de alto voltaje que alimenta el detector GEM del CERN.

Los resultados de las mediciones se presentan en las siguientes figuras.

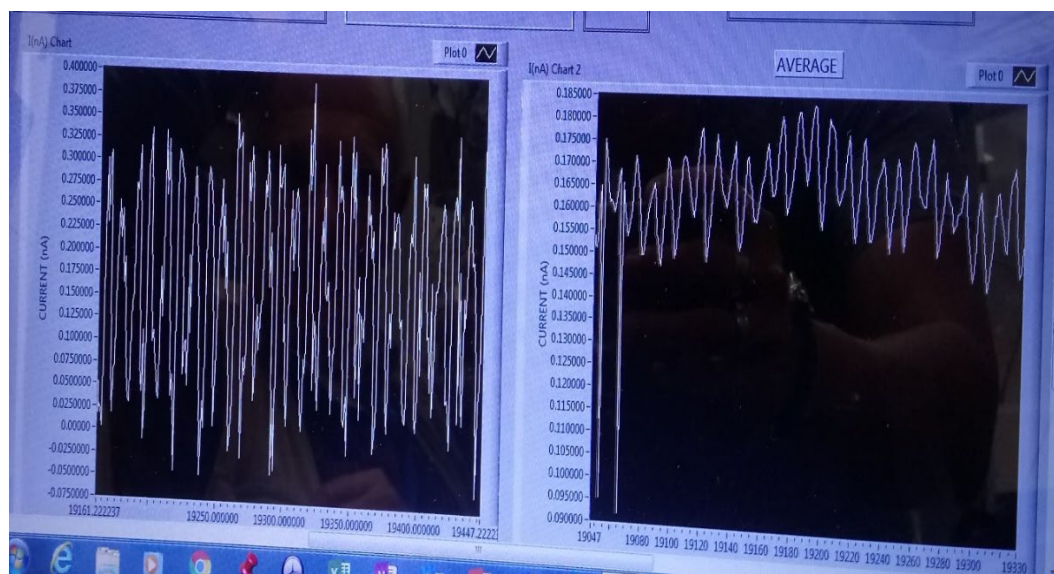


Figura 5.9. Corriente de consumo del detector en estado estable

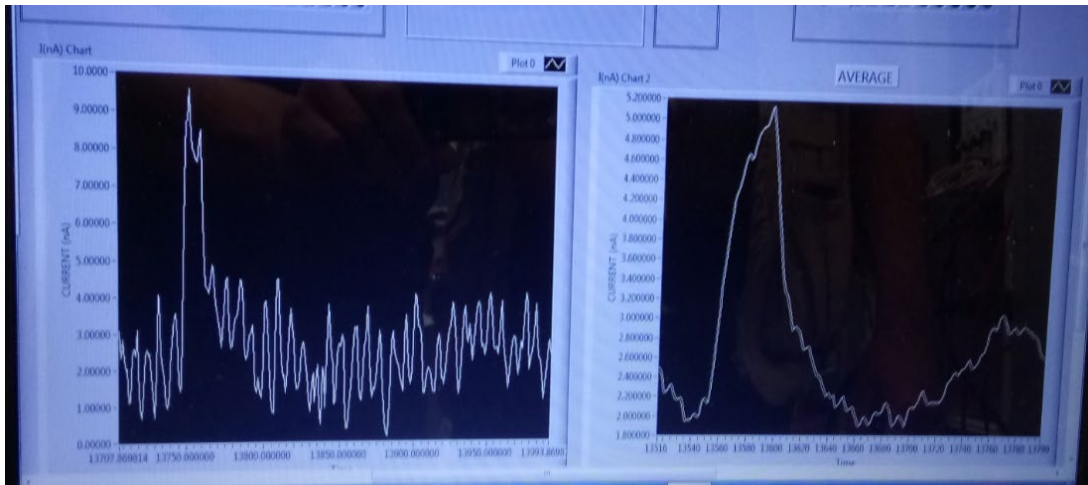


Figura 5.10. Descargas observadas en el funcionamiento del detector

Como se puede apreciar en las figuras anteriores la corriente de consumo del detector en estado estable es de aproximadamente 150pA, mientras que las descargas observadas variaban entre 6 y 10nA.

Conclusiones

Los resultados obtenidos muestran un buen funcionamiento del sistema de monitoreo de corriente, el cambio de escala automático funciona adecuadamente y permite tener una mejor precisión en las mediciones de baja corriente. Con este sistema se logró medir el incremento de corriente que naturalmente se debía presentar al colocar una fuente de radiación sobre GEM, debido al incremento de eventos generados por esta fuente. También se lograron hacer mediciones de corriente en el GEM fabricado especialmente para la TPC del experimento ALICE.

CONCLUSIONES GENERALES

Ha resultado muy interesante realizar este proyecto, los resultados obtenidos nos permiten dar por cumplidos los objetivos planteados en esta tesis y nos invitan a continuar con esta investigación en el futuro. Las conclusiones más importantes de este trabajo serían las siguientes:

- Al comparar los resultados del modelo teórico ideal (basado en la transmisión y reflexión en un cambio de medio, vidrio-metal-aire) donde se obtuvo una atenuación considerable de la EMI, con los resultados experimentales obtenidos al colocar líneas de vías en PCB. Podemos decir que, aunque el caso ideal analizado y la geometría de un PCB es muy diferente, la atenuación que se obtuvo con la colocación de las líneas de vías es bastante considerable, aun cuando no alcanza los valores del caso ideal.
- La atenuación de la EMI depende del número de líneas de vías presentes en una PCB. Entre más líneas de vías mayor atenuación de la EMI. También puede decir que una PCB con cuatro líneas de vías presenta aproximadamente el doble de atenuación de la señal de salida, respecto a una PCB con dos líneas de vías.
- La atenuación de la EMI es aproximadamente uniforme entre rango de frecuencia de 1kHz a 10MHz en todos los casos analizados. En el rango de frecuencia de 10MHz a 200MHz se observa una atenuación mayor de la EMI al incrementar las líneas de vías en la PCB, de tal forma que en el caso de la PCB con cuatro líneas de vías se alcanza una atenuación de hasta el 75% o -11dB.
- En el rango de frecuencias entre 200MHz y 240MHz se encontró que también se presenta una atenuación en la EMI. Sin embargo, en este ancho de banda la atenuación de la EMI no es regular.
- Comprobamos que la combinación de diferentes metodologías para la reducción de la EMI fue de suma importancia para el desarrollo de este sistema de monitoreo de corriente conectado al GEM, que no interfiere con su funcionamiento normal. De tal forma que la EMI es reducida substancialmente usando las ventajas de cada una de ellas, las líneas de vías reducen la EMI interna de la PCB y la jaula de Faraday reduce la EMI externa.
- La reducción de la EMI interna y externa en la PCB obtenida, permite que el diseño del amperímetro use componentes comunes con aislamiento de alto voltaje de bajo costo.

- Una innovación que presenta este trabajo es el proporcionar un sistema de monitoreo con auto escala que permite hacer mediciones muy precisas a muy bajas corrientes (en el orden de picoamperes) y al mismo tiempo cubrir un rango de corriente muy amplio.
- El monitoreo de la corriente permite determinar el desgaste de un detector GEM en toda su vida útil.

REFERENCIAS

- [1] CERN. (2020). Our History. 20/06/2020, de CERN Sitio web: <https://home.cern/about/who-we-are/our-history>.
- [2] CERN. (2020). CERN Experiments. 27/07/2020, de CERN Sitio web: <https://home.cern/science/experiments>.
- [3] R. Acosta Hernandez, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et, al, ALICE Collaboration, "The upgrade of the ALICE TPC with GEMs and continuous readout" Journal of Instrumentation Vol. -, pags 1-86, ISSN: 1748-0221, DOI: 10.1088/1748-0221/16/03/P03022, 2020.
- [4] CERN. (2020). Gas Detector Development Group. 05/08/2021, de CERN Sitio web: <https://gdd.web.cern.ch/>.
- [5] A. Deisting, C. Garabatos, P. J. Gasik, D. Baitinger, A. Berdnikova, M. Blidaru, A. Datz, F. Dufter, S. Hassan, T. Klemenz et al. Secondary discharge studies in single and multi-GEM structures. Nucl. Instrum. Methods Phys. Res., A 937 (2019) 168-180.
- [6] A.Utrobicic, M.Kovacic, F.Erhardt, M.Jercic, N.Poljak, M.Planinic. Studies of the delayed discharge propagation in the Gas Electron Multiplier (GEM). Nucl. Instrum. Methods Phys. Res., A, 940 (2019) 262-273.
- [7] Van Toan Nguyen, Minh Tung Dam, Jeong-Gun Lee. (Enero 2019). Electromagnetic emanation exploration in FPGA-based digital design. Journal of Central South University, 26, 158-167. Febrero 2019, De Springer Base de datos.
- [8] Ajay Taparia, Bhaskar Banerjee, and T. R. Viswanathan. (Noviembre 2011). Power-Supply Noise Reduction Using Active Inductors in Mixed-Signal Systems. IEEE TRANSACTIONS ON VERY LARGE SCALE INTEGRATION (VLSI) SYSTEMS, 19, 1960-1968.
- [9] Weimin Wu, Yunjie Sun, Zhe Lin, Yuanbin He, Min Huang, Frede Blaabjerg, and Henry Shu-hung Chung. (Julio 2017). A Modified LLCL Filter With the Reduced Conducted EMI Noise. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 29, No.7, 3393-3402.
- [10] T. H. Hubing, "Printed circuit board EMI source mechanisms," *2003 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility. Symposium Record (Cat. No.03CH37446)*, Boston, MA, USA, 2003, pp. 1-3 vol.1. doi: 10.1109/ISEMC.2003.1236553
- [11] Shahrooz Shahparnia and Omar M. Ramahi. (Noviembre 2004). Electromagnetic Interference (EMI) Reduction from Printed Circuit Boards (PCB) Using Electromagnetic Bandgap Structures. IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, 46, 580-87.
- [12] Hao-Ran Zhu and Jun-Fa Mao. (Diciembre 2013). Localized Planar EBG Structure of CSRR for Ultrawideband SSN Mitigation and Signal Integrity Improvement in Mixed-Signal Systems. IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS, PACKAGING AND MANUFACTURING TECHNOLOGY, 3, No. 12, 2092-2100.

- [13] Ling-Feng Shi, Zhi-Min Sun, Gong-Xu Liu, and Sen Chen. (Junio 2018). Hybrid-Embedded EBG Structure for Ultrawideband Suppression of SSN. *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY*, 60, No. 3, 747-753.
- [14] Panpan Zuo, Yan Li, Yanbo Xu, Hongxing Zheng and Er-Ping Li. (Febrero 2019). Near-Field Radiation Estimation and Its Reduction Using a Novel EBG for PCB. *IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS, PACKAGING AND MANUFACTURING TECHNOLOGY*, 9, No. 2, 329-335.
- [15] Myunghoi Kim. (Mayo 2018). A Miniaturized Electromagnetic Bandgap Structure Using an Inductance-Enhanced Patch for Suppression of Parallel Plate Modes in Packages and PCBs. *Electronics — Open Access Journal*, 7, No. 76, 1-11.
- [16] Hui-Sen He, Xin-Quan Lai, Wen-Dan Xu, Jian-Guo Jiang, Ming-Xiang Zang, Qiang Ye, Qiang Wang. (Julio 2011). Efficient EMI Reduction in Multilayer PCB Using Novel Wideband Electromagnetic Bandgap Structures. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 21, 363 - 370.
- [17] Jong Hwa Kwon, Sang Il Kwak, Dong-Uk Sim, and Jong-Gwan Yook. (Abril 2010). Partial EBG Structure with DeCap for Ultra-wideband Suppression of Simultaneous Switching Noise in a High-Speed System. *ETRI Journal*, 32, No. 2, 265-272.
- [18] Jinwoo Choi, Vinu Govind, Madhavan Swaminathan and Krishna Bharath. (Febrero 2010). Noise Isolation in Mixed-Signal Systems Using Alternating Impedance Electromagnetic Bandgap (AI-EBG) Structure-Based Power Distribution Network (PDN). *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 33, 2-12.
- [19] vasudevan karuppiyah and raju srinivasan. (2017). Novel electromagnetic bandgap structure to mitigate simultaneous switching noise for mixed-signal system applications. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 9, No 2, 299–306. 08/04/2019, De Cambridge University Press and the European Microwave Association Base de datos.
- [20] Mark Po-Hung Lin, Po-Hsun Chang, Shuenn-Yuh Lee and Helmut E. Graeb. (Agosto 2016). *IEEE TRANSACTIONS ON COMPUTER-AIDED DESIGN OF INTEGRATED CIRCUITS AND SYSTEMS*. DeMixGen: Deterministic Mixed-Signal Layout Generation with Separated Analog and Digital Signal Paths, 35, No. 8, 1229-1242.
- [21] ATOM O. WATANABE, PULUGURTHA MARKONDEYA RAJ, DENNY WONG,2 RAVI MULLAPUDI,2 and RAO TUMMALA. (Mayo 2018). Multilayered Electromagnetic Interference Shielding Structures for Suppressing Magnetic Field Coupling. *Journal of ELECTRONIC MATERIALS*, 47, No. 9, 5243-5250. 01/04/2019, De Springer Link Base de datos.
- [22] Mu-Shui Zhang, Jun-Fa Mao and Yun-Liang Long. (Marzo 2011). Power Noise Suppression Using Power-and-Ground Via Pairs in Multilayered Printed Circuit Boards. *IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS, PACKAGING, AND MANUFACTURING TECHNOLOGY*, 1, No. 3, 374-385.
- [23] Klaus Raggl, Thomas Nussbaumer and Johann W. Kolar. (Marzo 2010). Guideline for a Simplified Differential-Mode EMI Filter Design. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, 57, NO. 3, 1031-1040.
- [24] Kuk-Hee Lee, Byeong-Geuk Kang, Yongoh Choi, Se-Kyo Chung, Jae-Sun Won and Hee-Seung Kim. (Mayo 2016). Design and Implementation of an

- Active EMI Filter for Common-Mode Noise Reduction. *Journal of Power Electronics*, 16, No. 3, 1236-1243.
- [25] Reitz/Milford/Christy “Fundamentos de la teoría electromagnética”, Tercera edición, Editorial Addison Wesley
- [26] Robert Resnick, “Physics Vol. 2”, Tercera edición, Editorial, Continental S.A. de C.V. Mexico
- [27] MIT OpenCourseWare. (2011). Reflection & Transmission of EM Waves. 23/05/2020, de Massachusetts Institute of Technology Sitio web: https://ocw.mit.edu/courses/electrical-engineering-and-computer-science/6-007-electromagnetic-energy-from-motors-to-lasers-spring-2011/lecture-notes/MIT6_007S11_lec29.pdf
- [28] Liang Chi Shen, Jin Au Kong. (1995). Applied electromagnetism. Boston: PWS Pub. Co
- [29] Stanley I. Grossman, J. Job Flores G. (2012). Álgebra Lineal. México D. F.: Mc Graw Hill Educación.
- [30] Manual de LabView disponible en: ftp://ftp.ni.com/evaluation/training/lvcore1_coursemanual_spanish_sample.pdf
- [31] Hastie, T.; Tibshirani, R.; Friedman, J. The Elements of Statistical Learning: Data Mining, Inference, and Prediction. In Springer series in statistics, 2nd ed.; Springer: New York, NY, USA, 2009; pp.43-99.
- [32] Manual de Quartus II versión 13 disponible en: https://www.intel.com/content/dam/www/programmable/us/en/pdfs/literature/hb/qts/archives/quartusii_handbook_archive_130.pdf

APENDICE A

Web of Science Group Master Journal List Search Journals Match Manuscript Downloads Help Center Login Create Free Account

The power of the Web of Science™ on your mobile device, wherever inspiration strikes. Dismiss Learn More

Already have a manuscript? Use our Manuscript Matcher to find the best relevant journals! Find a Match

Refine Your Search Results

Electronics Search Sort By: Relevancy

Search Results Found 692 results (Page 1) Share These Results

Filters Clear All

- Web of Science Coverage
- Open Access
- Category
- Country / Region
- Language
- Frequency
- Journal Citation Reports

Exact Match Found

ELECTRONICS

Publisher: MDPI, ST ALBAN ANLAGE 66, BASEL, SWITZERLAND, CH 4052
 ISSN / eISSN: 2079-9292
 Web of Science Core Collection: Science Citation Index Expanded
 Additional Web of Science Indexes: Current Contents Engineering, Computing & Technology | Essential Science Indicators

Share This Journal View profile page *Requires free login.

mdpi.com/journal/electronics

Journals / Electronics

IMPACT FACTOR 2.412 CITESCORE 1.9 SCOPUS

electronics

Submit to Electronics Review for Electronics Share

Journal Menu

- Electronics Home
- Aims & Scope
- Editorial Board
- Reviewer Board
- Topics Board
- Instructions for Authors
- Special Issues
- Sections & Collections
- Article Processing Charge
- Indexing & Archiving
- Editor's Choice Articles

Electronics

Electronics is an international, peer-reviewed, open access journal on the science of electronics and its applications published semimonthly online by MDPI. The Polish Society of Applied Electromagnetics (PTZE) is affiliated with Electronics and their members receive a discount on article processing charges.

- Open Access** — free for readers, with article processing charges (APC) paid by authors or their institutions.
- High Visibility:** indexed within Scopus, SCIE (Web of Science), CAPlus / SciFinder, Inspec, and many other databases.
- Journal Rank: JCR - Q2 (Engineering, Electrical & Electronic)**
- Rapid Publication:** manuscripts are peer-reviewed and a first decision provided to authors approximately 15.1 days after submission; acceptance to publication is undertaken in 3.4 days (median values for papers published in this journal in the second half of 2020).
- Recognition of Reviewers:** reviewers who provide timely, thorough peer-review reports receive vouchers entitling them to a discount on the APC of their next publication in any MDPI journal, in appreciation of the work done.
- Companion journals for Electronics include:** *Magnetism, Signals and Network*.

Impact Factor: 2.412 (2019)

Imprint Information Journal Flyer Open Access ISSN: 2079-9292

E-Mail Alert

Add your e-mail address to receive forthcoming issues of this journal:

Enter Your E-Mail Address... Subscribe

News

28 April 2021
 Book Builder—Compile a Customized E-Book from Your Favorite MDPI Open Access Content

26 April 2021
 Electronics | 2021 Young Investigator Award—Winner Announced

23 April 2021
 Meet Us at 2021 IEEE 4th International

APENDICE B

Carta de Aceptación de Artículo JCR;



electronics

an Open Access Journal by MDPI



CERTIFICATE OF ACCEPTANCE

Certificate of acceptance for the manuscript (**electronics-1055658**) titled:
A current monitor system in high voltage applications in a range from picoamps to
microamps

Authored by:

Rabi Soto-Camacho; Sergio Vergara-Limon; Maria Aurora Vargas-Treviño; Guy Paic; Jesus
Lopez-Gomez; Marciano Vargas-Treviño;
Jaime Gutierrez-Gutierrez; Fermin Martinez-Solis; Enrique Patiño-Salazar; Victor Manuel
Velazquez-Aguilar

has been accepted in *Electronics* (ISSN 2079-9292) on 10 January 2021










Academic Open Access Publishing
since 1996

Basel, January 2021

APENDICE C

Article

A Current Monitor System in High-Voltage Applications in a Range from Picoamps to Microamps

Rabí Soto-Camacho ¹, Sergio Vergara-Limon ^{1,2}, María Aurora Dıozcora Vargas-Treviño ^{1,2*}, Guy Paic ³, Jesús López-Gómez ⁴, Marciano Vargas-Treviño ⁵, Jaime Gutierrez-Gutierrez ⁵, Fermín Martínez-Solis ⁴, Miguel Enrique Patiño-Salazar ³ and Victor Manuel Velázquez-Aguilar ⁶

¹ Facultad de Ciencias de la Computación, Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Boulevard 14 Sur and Avenida San Claudio, Ciudad Universitaria, Jardines de San Manuel, C. P. 72570 Puebla, Mexico; rabi87_soto22@hotmail.com (R.S.-C.); sergio.vergara@correo.buap.mx (S.V.-L.)

² Facultad de Ciencias de la Electrónica, Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Boulevard 18 Sur and Avenida San Claudio, Ciudad Universitaria, Jardines de San Manuel, C. P. 72570 Puebla, Mexico

³ Instituto de Ciencias Nucleares, Universidad Nacional Autónoma de México, Avenida Universidad, Delegación Coyoacán, C. P. 04510 Ciudad de México, Mexico; guypaic@nucleares.unam.mx (G.P.); mpatino960@hotmail.com (M.E.P.-S.)

⁴ Ingeniería Eléctrica y Electrónica, División Académica de Ingeniería y Arquitectura, Universidad Juárez Autónoma de Tabasco, Avenida Universidad s/n, Zona de la Cultura, Colonia Magisterial, C. P. 86040 Villahermosa Centro, Mexico; jesus.lopez@ujat.mx (J.L.-G.); fermin.martinez@ujat.mx (F.M.-S.)

⁵ Escuela de Sistemas Biológicos e Innovación Tecnológica de la Universidad Autónoma "Benito Juárez" de Oaxaca, Avenida Universidad S/N, Ex-Hacienda 5 Señores, C. P. 68120 Oaxaca de Juárez, Mexico; mvargas.cat@uabjo.mx (M.V.-T.); jgutierrez.cat@uabjo.mx (J.G.-G.)

⁶ Facultad de Ciencias, Universidad Nacional Autónoma de México, Avenida Universidad, Delegación Coyoacán, C. P. 04510 Ciudad de México, Mexico; vicvela@ciencias.unam.mx

* Correspondence: aurora.vargas@correo.buap.mx



Citation: Soto-Camacho, R.; Vergara-Limon, S.; Vargas-Treviño, M.A.D.; Paic, G.; López-Gómez, J.; Vargas-Treviño, M.; Gutierrez-Gutierrez, J.; Martínez-Solis, F.; Patiño-Salazar, M.E.; Velázquez-Aguilar, V.M. A Current Monitor System in High-Voltage Applications in a Range from Picoamps to Microamps. *Electronics* **2021**, *10*, 164. <https://doi.org/10.3390/electronics10020164>

Received: 13 December 2020

Accepted: 10 January 2021

Published: 13 January 2021

Publisher's Note: MDPI stays neutral with regard to jurisdictional claims in published maps and institutional affiliations.



Copyright: © 2021 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Abstract: In this article, we present a system to measure current in the range of 0 to 10 μ A with high-voltage isolation up to 5 kV. This current monitor consists of three ammeters connected in series, to improve the resolution in the measurement. The design features several innovative elements such as using low voltage to provide power to the devices to measure the current and digitize it with a sampling frequency of 1 KHz, it is generated based on a DC-DC converter that produces three voltages, +12 V, −12 V, and 5 V, from a conventional 10 V source. The three voltages are referenced to the same floating ground. The DC-DC converter has a high voltage insulation up to 5 kV and four optocouplers with an insulation up to 20 kV are used to read the digitized data. The introduction of a DC-DC converter contributed to reduce the noise level in the analog part of the circuit which has been resolved implementing shields inside the board. In particle physics, several systems are used to detect particles in high-energy physics experiments such as Gas Electron Multiplier (GEM), micromegas, etc. GEMs suffer small deteriorations due to discharges in constant operation and require monitoring the current consumption at high frequency (1 kHz). In this work, we present the design and operation of a 0 to 10 μ A auto scale ammeter. The results obtained by monitoring the current in a 10×10 cm² GEM are shown.

Keywords: autoscale ammeter; current monitoring; data acquisition system; electromagnetic interference; electronics; gas electron multiplier

1. Introduction

In high energy physics, several detectors have played a very important role in the study of particles produced by colliding ions. One of these is the gas-based electron multiplier (GEM) used for the detection of produced particles, such as [1,2]. Chernyshova et al. in [3] presented an application of a GEM detector in the development of a tungsten-level monitoring system in ITER of the WEST tokamak project. A.F. Buzulotskov in [4] presented

its use in radiation systems. A complete X-ray fluorescence spectroscopy (XRF) imaging system based on a standard 10 cm × 10 cm 3-stage gas electron multiplier (GEM detector) was presented in [5]. As well as works related to the Gas Electron Multiplier (GEM) detector soft X-ray spectroscopy system for tokamak applications used GEM detector has one-dimensional, 128-channel readout structure, reprocessing algorithms are implemented in the FPGAs in which the scope of the work is an FPGA-based implementation of the recorder of the raw signal from GEM detector [6,7]. FPGA and Embedded System-Based Fast Data Acquisition and Processing for GEM detectors [8] are used for detection of ionizing radiation and Gas electron multiplier (GEM) detectors from the works [4,9].

In operation, small discharges are generated that can deteriorate the material of the GEMs. These discharges have been documented in the literature. A. Deisting et al. in [10] studied the secondary discharges that occur in a GEM detector in normal operation. The authors presented a mitigation proposal by means of the use of resistors connected in series to the voltage source. Utrobicic et al. in [11] presented the study of delayed discharges that occur in a GEM. These discharges in the detectors can damage the material, requiring the monitoring of the current consumption in GEM detectors at very short time interval order of 1ms. Deyang Yu et al. in [12] presented the design of a picoammeter for application in measurements of charged particle beam current distribution based on the use of instrumentation amplifiers.

The design of a floating nanoammeter for the measurement of small currents in high-voltage systems and its communication system based on optical fiber was presented in [13]. Chao et al. [14] presented an accurate low current measurement circuit following a Faraday cup which was developed to monitor the beam current at pA range that consisted of a picoammeter with a bandwidth of 1 kHz and a gated integrator (GI). A. Utrobicic et al. in [15] describe a floating nanoammeter used for monitoring gas detector discharge micropatterns (GEM), which consists of 16 channels, a 16-bit ADC, a lithium battery, and a 1 kHz readout. Its operating range is 0–125 nA with a resolution of 6.5 pA. An FPGA processes data from several nanoammeters which are transferred through optical fiber and sent to the PC by means of a USB 2.0 connection.

Some of the GEM applications are in ultrafast soft x-ray plasma diagnostics using small pick-up pads (pixels) in the read-out plane; the detector can achieve unambiguous two-dimensional imaging of soft X-rays at rates up to 4 MHz/pixel. This type of detector is in development for plasma diagnostics at Tokamak fusion machine [16]. Developing a device capable of on-line control and verification of the radiation treatment of cancer patients is of critical importance. It consists of two consecutive detectors in the same gas vessel, one optimized for keV and the other for MeV photon detection. It is being developed by a group at Karolinska Institute and Royal Institute of Technology, Stockholm [17]. The design of x-ray polarimeter for astrophysics that consist in a single GEM detector with small pads readout provides good efficiency for detection of soft X-rays, and sufficient accuracy to measure the average angle of emission of the emitted photoelectron [18].

In the aforementioned works, in some cases, the use of batteries to generate floating ground is not pertinent, because they need to be changed some time and, depending of the application, the detector and the current monitor are not easily reachable for example in high energy physics experiments in large spectrometers. Therefore, the proposal designed in this work for high energy applied research has not been reported in the scientific literature, and in some cases, the structure they present is different from that of this study in which will be a matter of interest for researchers.

This paper presents a system to monitor the current within three levels autoscaled from 0 to 10 μ A with high-voltage insulation up to 5 kV collecting data at a sampling frequency of 1 kHz. The current monitor consists of three ammeters of different ranges, the first from 0 to 90 nA, the second from more than 90 nA to 900 nA, and the third from more than 900 nA to 10 μ A. Depending on the current, the adequate scale is automatically selected. The main contributions of this work are the following.

- The use of optocouplers to transmit digital signals between the ADC and the FPGA with high-voltage insulation.
- Some techniques are implemented to reduce electromagnetic interference (EMI) by using vias around ground semi-planes, capacitors connected between supply voltage (VCC) and ground to produce low impedance points for alternative current signals.
- The above allows the use of a DC-DC converter powered by a conventional 10 V power supply, to generate three voltages +12 V, −12 V, and +5 V, referenced to the same floating ground, instead of using batteries.
- A current monitoring system that can change scale automatically.
- A new array of resistors and diodes to protect the amplifier and ADC from discharges.

A current monitor on a GEM is required to observe the deterioration of the detector, and the currents of a new GEM can range from hundreds of pA to nA and as the detector degrades its current can be of the order of microampere. The current consumption of the GEM is a function of its active area. The ammeters proposed above use batteries to reduce noise and operate in a fixed range, so the battery must be changed every so often. In this proposed design, the power of the ammeters is provided by a conventional C.D power supply, and it can also provide an automatic scale change that allows more accurate measurements at small current values. This manuscript is structured as follows. In the first part, the description of the current monitoring system is presented, continuing with the prototype of the current monitor, the experimental results, and finally the conclusions.

2. Design of the Current Monitor

The system to monitor the current is described in Figure 1. It consists of three ammeters connected in series, each one covering the optimum range to optimize the resolution of the instrument. These ammeters use the following scales: 0 to 90 nA, more than 90 nA to 900 nA, and more than 900 nA to 10 μ A. The current monitor is connected in series between the high voltage source and the GEM detector. The current reading from each ammeter is achieved using a Cyclone[®] III FPGA Chip EP3C10F256C on a self-developed board. Inside the FPGA there are 5 firmware modules that consist of instruction blocks for specific purposes. The first block supplies the signals to the ADC to read out the current value from the selected ammeter. To carry out this task it needs to receive the command and the corresponding channel. The second block deserializes the data coming from the ADC selected, and the third block receives a 17-bit word and fixes the scale as a function of the current value. The selection of the ammeter channel is achieved in the following way: the current value of the first ammeter is read, if the reading is between 0 and 90 nA then the current value is a "Data valid"; however, if the measured current is more than 90 nA, the first ammeter goes into saturation so the scale change is made and the second ammeter is read. If the current value is more than 90 nA to 900 nA, the reading data become "Data valid", if the current value is more than 900 nA, the second ammeter goes into saturation so the scale change is made and the third ammeter is read, and this current value would be "Data valid". This block also counts the time to provide a "Data valid" each millisecond. The saturation current of the first ammeter is 100 nA, the saturation current of the second ammeter is 1 μ A, and the saturation current of the third ammeter is 10 μ A. The three ammeters are continuously in operation, their values are read, and the comparison of these values is carried out by the FPGA to obtain a "Data valid", this is done for every sample. The Data valid is presented as input of the fourth block to obtain the data format to be sent. The resulting 32-bit word is placed at the input of the fifth block where the corresponding protocol is generated to send the information between the firmware to a computer software via the RN-XV module by Roving Networks[®] from Silicon Valley, West Coast, CA, USA, with the WiFly device RN-171. It should be noted that a single conventional 10 V, 1 A source is used to power the three ammeters.

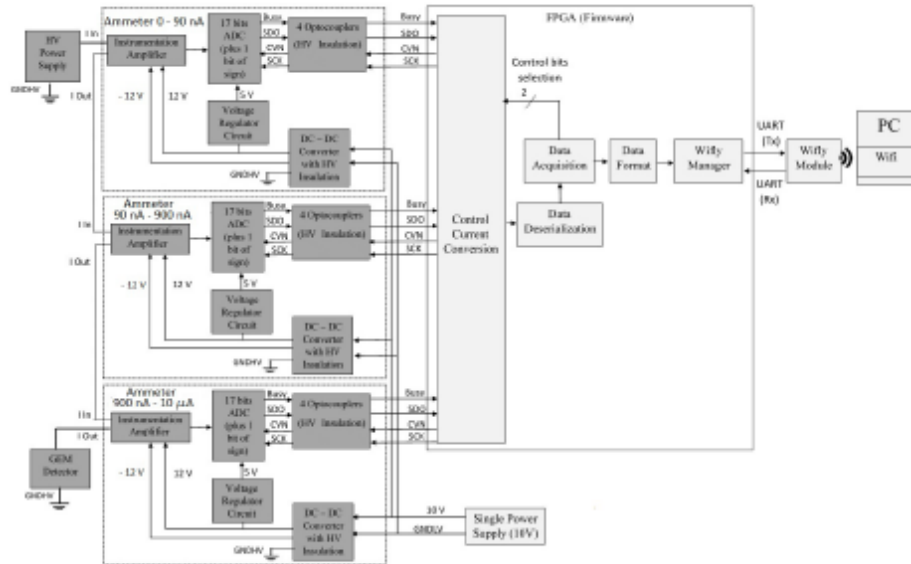


Figure 1. Block diagram of the current monitor.

The instrument is easily scalable if it is necessary to connect more ammeters to cover a wider range; the limitation depends on the number of terminals available on the FPGA board and the modification of the FPGA control firmware would be a simple task. Each ammeter consists of a voltage source with a floating ground through a MED-PS16U-1512D DC-DC converter, a 17-bit LTC2326-18 ADC plus 1 sign bit to read data at a rate of 1 kHz, and four OPI1268S optocouplers with high-voltage insulation up to 20 kV. The three ammeters are identical using the same Printed Circuit Board (PCB) design, it is presented in Figure 2.

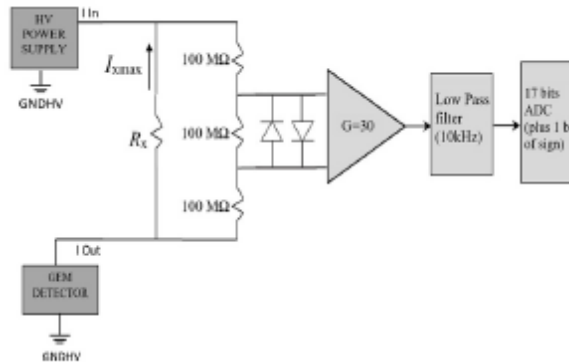


Figure 2. Array of resistors and diodes used to protect ammeters from short circuit.

The scale depends on the value of a single resistor. To protect the amplifier and the ADC from short circuits in the detector a resistive array is implemented, which consists of a resistance R_x connected in parallel to 3 resistors of 100 MΩ in series. In this way the protection of the current monitor is secured. The current produces a voltage of $V_x = I_m R_x$, resulting in a voltage $V_x/3$ at the entrance of the amplifier. The value of V_x is limited to 1 V. Therefore, the maximum voltage through the 100 MΩ resistor connected to the input of the

amplifier is limited to 0.33 V in normal operation. This voltage is smaller than the direct polarization voltage of the protecting diodes. In case of accidental short circuits that would result in applying the full voltage to the resistances the sequence of events is the following: the R_x of 1 W would burn while the three 100 M Ω resistors resist the load. In that case the diodes, depending on the polarization, effectively limit the voltage seen by the amplifier to ± 0.7 V, resulting in an amplifier saturation output voltage of ± 10.5 V.

3. Prototype of the Current Monitor

The main components of the current monitor used for the prototype in this work are presented in Table 1.

Table 1. Main components of the current monitor prototype.

Part	Model/Serie
DC-DC converter	MED-FS16U-1512D
18 bits ADC	LTC2326
Optocouplers	OPT1268S
Instrumentation Amplifier	AD8220
Voltage regulator circuit	TPS75501
FPGA Chip	Cyclone III- EP3C10F256C
Operational Amplifier	MAX999
WiFi module	RN-XV-171

For the design of the PCB, several techniques were implemented to reduce the levels of electromagnetic interference (EMI). These strategies were the segmentation of the ground planes for the high (GND HV) and low voltage (GND LV), the use of vias around these planes, and the use of 100 nF capacitors between the power supply and ground terminals. The purpose of the vias is to form a shield to attenuate the EMI from the digital signals of the ADC and the DC-DC converters to the analog part of the circuit. Each plane shown in Figure 3, where the planes (a–f) are connected to the high-voltage ground (GND HV) and the planes (g,h) are connected to the low-voltage ground (GND LV).

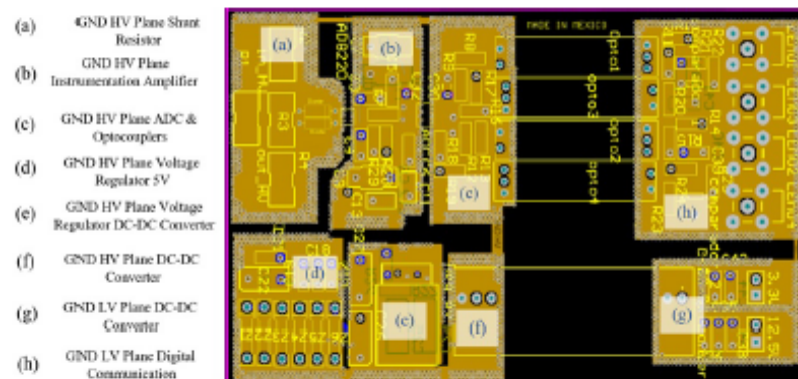


Figure 3. Distribution of the ground planes. The 6 planes (a–f) to the left of the Printed Circuit Board (PCB) are connected to the high-voltage ground and the planes (g,h) to the right of the PCB are connected to the low-voltage ground.

The scale resistor R_x , the protection circuit by the three 100 MW resistors, and the diodes are placed on top plane (a). The instrumentation amplifier is mounted between planes (a,b), in order to reduce EMI, and a low-pass filter of 10 kHz is mounted on plane (b). Four signals are used to drive the ADC from the FPGA. To isolate the FPGA from high voltage, 4 optocouplers are used to send and receive the 4 signals. The optocouplers are

located on the bottom between plane (c,h). The low voltage power supply for the DC-DC converter is mounted on the top plane (g). The DC-DC converter is mounted on top between planes (g,f), the ± 12 V outputs of the DC-DC converter are on top plane (f), and finally the voltage regulator circuit that produces the +5 V is mounted on the top planes (d,e). All the ground planes (GND HV) are connected by a narrow trace in order to reduce the EMI between these planes, in the same way, all the planes (GND LV) are connected by a narrow trace too, Figure 3 are illustrated. Furthermore, vias were distributed around each ground plane to produce an electromagnetic shield in order to reduce EMI among all the planes as shown in Figure 4a. Figure 4b presents the components mounted on the top layer of the PCB. The optocouplers are mounted on the bottom layer of the PCB. On the other hand, the PCB design was made in ALTIUM DESIGNER[®] software following the IPC-2221B and IPC-9592B standard regulations for high-voltage design.

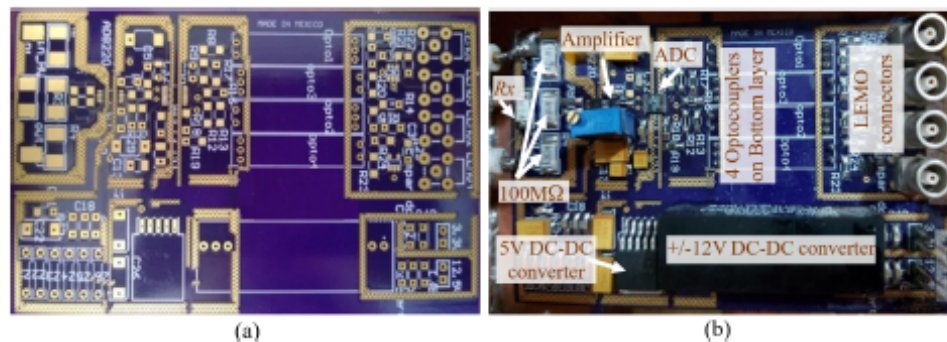


Figure 4. Photo of the PCB. (a) PCB without components and (b) PCB with components mounted.

To receive the data and process them, an own interface was developed using the NI LabVIEW[™] software, such as in the left side of Figure 5, which displays the data in real-time in the graph, and the right side displays the smoothed data obtained averaging in succession using the last 40 samples taken in real-time. We used NI LabVIEW[™] for this work because it is possible to build a user interface simultaneously during the development of the program. Although, likewise, the program can be developed in any other software. NI LabVIEW[™] is a commercial software but it has the advantage of allowing to compile the program and produce an executable file (.exe) which can be run on any computer without the need to have NI LabVIEW[™] installed. The WiFly module allows the data reading to be transmitted in real-time to the PC via WiFi. However, the module has the option to send the data reading in real-time over the Internet so it can be stored in a cloud or shared with some other device, even though the data could be visualized in an app for mobile devices or on a website.

The calibration of the ammeters was carried out separately, each one according to its scale as can be seen in Figure 6. The three ammeters were connected in series within the current monitoring system. The experimental setup uses a variable power supply connected in series with a commercial ammeter, Keithley[®] 6514 certified from Aurora Road, Cleveland, OH, USA; in which the instrument is calibrated and accredited by the DIN/ ISO 17025:2005, DIN/ ISO 17025:2017 and performs the work in accordance with its quality requirements and national standard ANSI/NCSL Z540-1-1994 (R2002) in the field of calibration [19]. This device is connected in series with the R_x resistor scale included in the corresponding ammeter.

The calibration procedure of the ammeters is the following. Current was made to flow through the resistance R_x of a single ammeter and, simultaneously, this current I (nA) was measured including its uncertainty ΔI (nA) with the commercial Keithley[®] 6514 certified from Aurora Road, Cleveland, OH, USA. Therefore, this procedure is repeated for each ammeter, one at a time. To produce this current, it is used a power supply, its voltage was

varied at regular intervals from 0 to 0.99 V with steps of 0.05 V, generating 21 experimental points for each ammeter, as shown in Table 2.

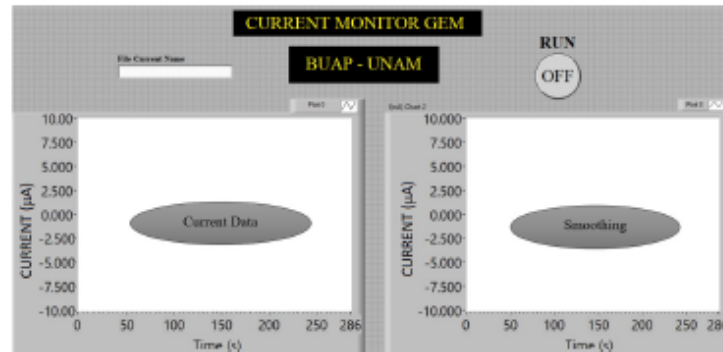


Figure 5. User interface of the current monitoring system.

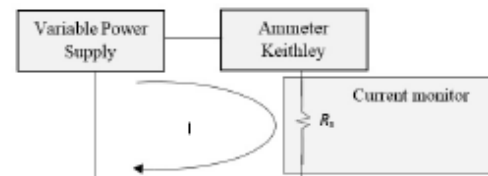


Figure 6. Experimental setup to calibrate the ammeters.

Table 2. Experimental data.

Power Supply	Ammeter 1:	(0–100 nA)	Ammeter 2:	(0–1 µA)	Ammeter 3:	(0–10 µA)
Voltage (V)	I (nA)	ΔI (nA)	I (nA)	ΔI (nA)	I (µA)	ΔI (µA)
0	0	0	0	0	0	0
0.05	5.092	0.0102	50.10	0.1002	0.5315	0.0005
0.10	10.246	0.0205	100.20	0.2004	1.0820	0.0011
0.15	15.174	0.0303	150.30	0.3006	1.5070	0.0015
0.20	20.155	0.0403	200.40	0.4008	2.0060	0.0020
0.25	25.063	0.0501	250.50	0.2505	2.5160	0.0025
0.30	30.237	0.0605	300.60	0.3006	3.0110	0.0030
0.35	35.211	0.0704	350.70	0.3507	3.5090	0.0035
0.40	40.187	0.0804	400.80	0.4008	4.0830	0.0041
0.45	45.025	0.0901	450.90	0.4509	4.5060	0.0045
0.50	50.206	0.1004	501.00	0.5010	5.0240	0.0050
0.55	55.169	0.1103	551.10	0.5511	5.5480	0.0055
0.60	60.107	0.1202	601.20	0.6012	6.0430	0.0060
0.65	65.124	0.1302	651.30	0.6513	6.5010	0.0065
0.70	70.021	0.1400	701.40	0.7014	7.0060	0.0070
0.75	75.092	0.1502	751.50	0.7515	7.5040	0.0075
0.80	80.043	0.1601	801.60	0.8016	8.0030	0.0080
0.85	85.061	0.1701	851.70	0.8517	8.5084	0.0085
0.90	90.071	0.1801	901.80	0.9018	9.0077	0.0090
0.95	95.033	0.1901	951.90	0.9519	9.5062	0.0095
0.99	99.046	0.1981	992.00	0.9920	9.9101	0.0099

Thus, the results of the calibration in the three ranges are shown in Figure 7a–c, where the experimental value of each of the three R_x is determined, with which the calibration adjustment was made so that the currents of the reference instrument and those of each ammeter were equal, according to their scale. The value of the slope m and its uncertainty Δ_m was obtained from the linear fit [20], one for each ammeter. Then, for the first ammeter (0–100 nA), a slope of 99.8987 nA \pm 0.0519 nA was obtained; for the second (0–1 μ A), a slope of 10,002.005 nA \pm 0.003 nA; and finally, for the third (0–10 μ A), a slope of 9.9773 μ A \pm 0.0175 μ A. The slope value was used to obtain the experimental R_x for each ammeter, $R_x = 1/m$. The experimental values were an R_x of 10,010,236 Ω for the 0–100 nA scale ammeter, the second of 997,999 Ω for the 0–1 μ A scale ammeter and the third 100,227.5 Ω for the 0–10 μ A scale ammeter. To obtain the percentage uncertainty, the standard deviation of the slope is divided by the value of the slope and this result is multiplied by 100%. For the 0–100 nA scale, the ammeter has an uncertainty of \pm 0.05%; for the 0–1 μ A scale, the ammeter has an uncertainty of \pm 0.003%; and for the 0–10 μ A scale, the ammeter has an uncertainty of \pm 0.17%, according to the requirements of Sections 5.2.1, 5.2.3.2, and 5.2.3.3 from the IEC 60051-2:2018, [21].

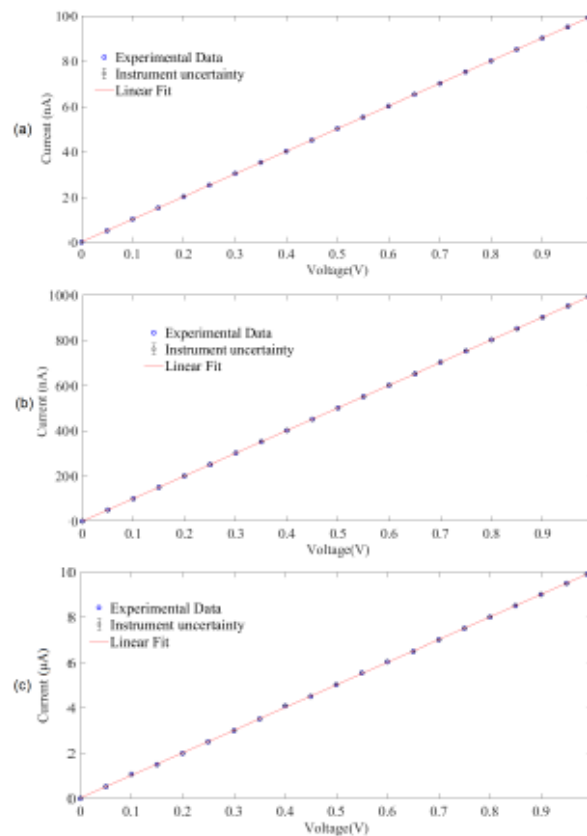


Figure 7. Calibration adjustment. (a) Result of the characterization of the ammeter with range from 0 to 100 nA. (b) Result of the characterization of the ammeter with range from 0 to 1 μ A. (c) Result of the characterization of the ammeter with range from 0 to 10 μ A.

The complete experimental setup is shown in Figure 8. Therefore, to test the current monitor, it was connected to a GEM detector. The three ammeters were placed inside a box made of double-sided printed circuit board to form a Faraday cage to decrease the external EMI.

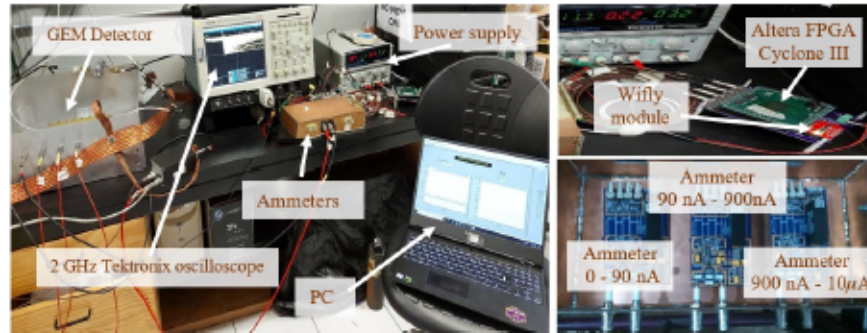


Figure 8. Experimental setup with the current monitoring system connected to the Gas Electron Multiplier (GEM).

4. Experimental Results

Tests were made to measure the current in different layers of the GEM as illustrated in Figure 9. The GEM used has 5 layers: DRIFT, TOP 1, BOTTOM 1, TOP2, and BOTTOM 2, and the current was measured in three layers: TOP 1, BOTTOM 1, and TOP 2. Below we show the measurements in these 3 layers of the ICN-UNAM GEM. The current monitoring system was connected successively to the T1, B1, and T2 electrodes to measure the currents: in the stable regime (no discharges), the behavior under discharges, and finally measured with a radioactive source (Fe 55).

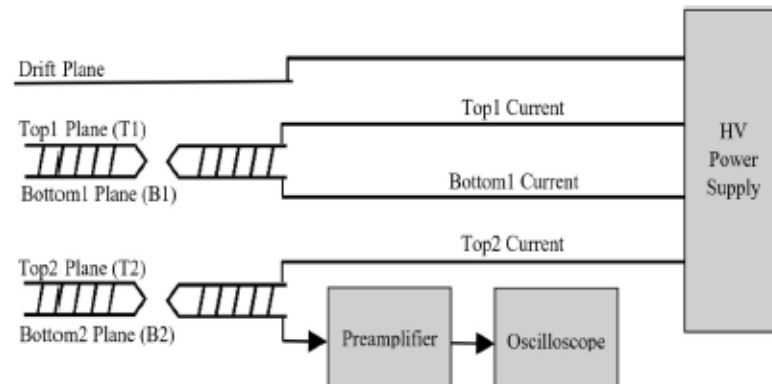


Figure 9. Block diagram of the experimental array to measure the current in the layers of the GEM.

To show the whole range of the monitor we created discharges with a current in the order of microamperes. The results of the measurements in different electrodes are shown in Figures 10–12, where results show that the ammeter performs with a maximum resolution for every current range thanks to the three-ammeter-in-one design. The ammeter operates in two different modes, i.e., it involving a single ammeter as can be seen in the figures on the left and the whole range covering from the noise in nanoamps to the spark currents in the Microamp range.

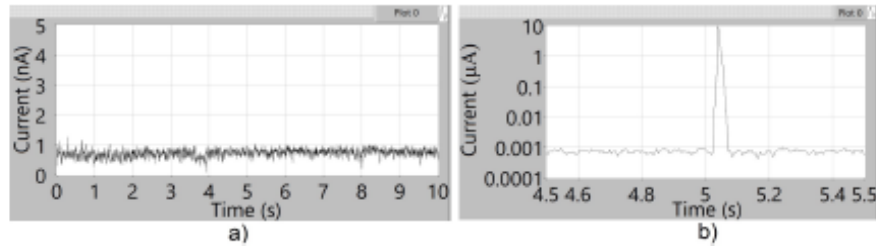


Figure 10. Current in GEM TOP 1. (a) Current in the stable state. (b) Current with a discharge, the plot shows the current in logarithmic scale.

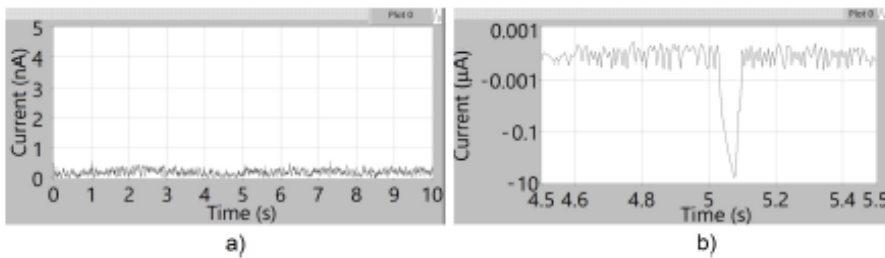


Figure 11. Current in GEM BOTTOM 1. (a) Current in the stable state. (b) Current with a discharge, the plot shows the current in logarithmic scale.

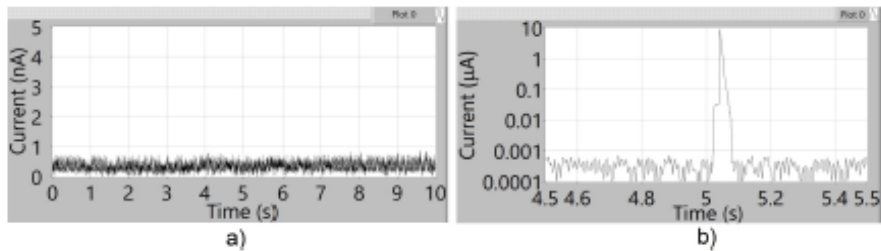


Figure 12. Current in GEM TOP 2. (a) Current in the stable state. (b) Current with a discharge, the plot shows the current in logarithmic scale.

Finally, the response of the ammeter to a feeble source of iron 55 (Fe-55) of 78.63 kBq in the center of the GEM, and the response to the radioactive source, respectively, are shown in Figures 13 and 14. Thus, a picture of the GEM's detector is provided, as well as show the ammeter's response which was produced by the radioactive source in which displays an increment in the current, from 290 pA to 580 pA as expected.

Table 3 summarizes the research results of evaluating the responses of current in GEM for each layer. As we can see from this table the current discharge in TOP1 is positive, in BOTTOM1 is negative and in TOP2 is positive. The current in stable state in TOP1 is 750 pA, in BOTTOM1 is 220 pA, and in TOP2 is 290 pA; in these cases, there is no radiation source. The current response in GEM TOP1 and BOTTOM1 is the same with and without a radiation source; meanwhile, the responses of current in GEM TOP2 change from 290 pA to 580 pA.

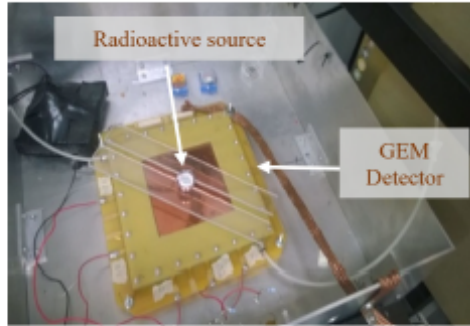


Figure 13. The (Fe-55) source on the GEM.

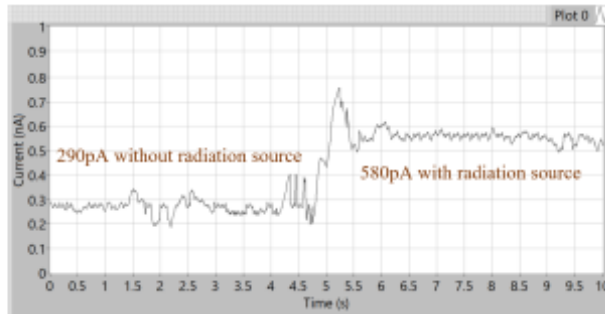


Figure 14. Current response to the radioactive source, it is shown the smoothed plot.

Table 3. Research results summarize of current in GEM layer.

GEM Layer	Current in Stable State (pA)	Current Discharge (μA)	Current with Radiation Source (pA)
TOP1	750	10	750
BOTTOM1	220	-9.8	220
TOP2	290	10	580

5. Discussion

One of the biggest and most important problems in the development of ammeters for this type of detector is that they could not be fed with conventional voltage sources as there was sufficient electromagnetic interference to prevent the GEM from working properly. It was observed that the GEM no longer generated the expected signals, but only presented a random electrical signal interpreted as noise at its output. This made it difficult to generate electrical circuits that worked properly in order to measure the current. This serious problem has been solved by combining several techniques to reduce electromagnetic interference, such as the placement of vias to divide the different sections of the PCB by building shields to reduce electromagnetic interference, the use of a Faraday cage, the placement of capacitors to produce low impedance points, and the segmentation of ground planes. It is important to note that each of these techniques by itself does not sufficiently reduce the electromagnetic interference generated by the DC-DC converter and the ADC digital signals to allow the GEM to function properly. With this, the use of batteries has been avoided and it is no longer necessary to have easy access to the current monitor, so it can be used in large arrays of GEM detectors such as those used in the Time Projection Chamber (TPC) of the A Large Ion Collider Experiment (ALICE), part of the Large Hadron Collider (LHC) of the Center for European Nuclear Research

APENDICE D

Artículos JCR Publicados:

- | |
|--|
| 1) R. S. Camacho, D. Pinto, S. Vergara, M.A. Vargas, G. Paic. “Design of an Acquisition System for Monitoring the Current of a GEM Detector”. Research in Computing Science, Vol. 148 (3), pages 277-284, ISSN: 1870-4069, DOI: 10.13053/rcs-148-3-23. |
| 2) R. Acosta Hernandez, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,al, ALICE Collaboration, “The upgrade of the ALICE TPC with GEMs and continuous readout” Journal of Instrumentation Vol. -, pages 1-86, ISSN: 1748-0221, DOI: 10.1088/1748-0221/16/03/P03022, 2020. |
| 3) R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, G. Paic, et, al, “A Current Monitor System in High-Voltage Applications in a Range from Picoamps to Microamps” Electronics Vol. 164, pages 1-13, ISSN: 2079-9292, DOI: 10.3390/electronics10020164, 2021. |

Artículos JCR Publicados con colaboración de ALICE CERN:

- | |
|--|
| 1) B. Abelev, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et, al, ALICE Collaboration, “Dielectron and heavy-quark production in inelastic and high-multiplicity proton-proton collisions at $\sqrt{s}=13\text{TeV}$ ” Physics Letters B Vol. 788, pages 505-518, ISSN: 0370-2693, DOI: 10.10106/j.physletb.2018.11.009, 2019. |
| 2) B. Abelev, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et, al, ALICE Collaboration, “Direct photon elliptic flow in Pb-Pb collisions at $\sqrt{\text{SNN}}=2.76\text{TeV}$ ” Physics Letters B Vol. 789, pages 308-322, ISSN: 0370-2693, DOI: 10.10106/j.physletb.2018.11.039, 2019. |
| 3) B. Abelev, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et, al, ALICE Collaboration, “Centrality and pseudorapidity dependence of the charged-particle multiplicity density in Xe-Xe collisions at $\sqrt{\text{SNN}}= 5.44\text{TeV}$ ” Physics Letters B Vol. 790, pages 35-48, ISSN: 0370-2693, DOI: 10.10106/j.physletb.2018.12.048, 2019. |
| 4) B. Abelev, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Psi suppression at forward rapidity in Pb-Pb collisions at $\sqrt{\text{SNN}}=5.02\text{TeV}$ ” Physics Letters B Vol. 790, pages 89-101, ISSN: 0370-2693, DOI: 10.10106/j.physletb.2018.11.067, 2019. |
| 5) B. Abelev, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Lambda C+ production in Pb-Pb collisions at $\sqrt{\text{SNN}}=5.02\text{TeV}$ ” Physics Letters B Vol. 793, pages 212-223, ISSN: 0370-2693, DOI: 10.10106/j.physletb.2019.04.046, 2019. |
| 6) B. Abelev, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Analysis of the apparent nuclear modification in peripheral Pb-Pb collisions at 5.02TeV ” Physics Letters B Vol. 793, pages 420-432, ISSN: 0370-2693, DOI: 10.10106/j.physletb.2019.04.047, 2019. |
| 7) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Measurement of jet radial profiles in Pb-Pb collisions at $\sqrt{\text{SNN}} = 2.76 \text{ TeV}$ ” Physics Letters B Vol. 804, pages 204-219, ISSN: 0370-2693, DOI: 10.1016/j.physletb.2019.07.020, 2019. |
| 8) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Study of the lambda - lambda interaction with femtoscopy correlations in pp and p-Pb collisions at the LHCv” Physics Letters B Vol. 797, pages 1-13, ISSN: 0370-2693, DOI: 10.1016/j.physletb.2019.134822, 2019. |

9) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “ $(3\lambda)H$ and $(3\lambda)\bar{H}$ lifetime measurement in Pb–Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 5.02$ TeV via two-body decay” Physics Letters B Vol. 797, pags 1-7, ISSN: 0370-2693, DOI: 10.1016/j.physletb.2019.134905, 2019.
10) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Coherent J/ψ photoproduction at forward rapidity in ultra-peripheral Pb–Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 5.02$ TeV” Physics Letters B Vol. 798, pags 1-14, ISSN: 0370-2693, DOI: 10.1016/j.physletb.2019.134926, 2019.
11) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Charged-particle pseudorapidity density at mid-rapidity in p–Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 8.16$ TeV” The European Physical Journal C Vol. 79:307, pags 1-17, ISSN: 1434-6052, DOI: 10.1140/epjc/s10052-019-6801-9, 2019.
12) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Energy dependence of exclusive J/ψ photoproduction off protons in ultra-peripheral p–Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 5.02$ TeV” The European Physical Journal C Vol. 79:402, pags 1-18, ISSN: 1434-6052, DOI: 10.1140/epjc/s10052-019-6816-2, 2019.
13) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Measurement of D_0 , D^+ , D^{*+} and $D+s$ production in pp collisions at $\sqrt{s} = 5.02$ TeV with ALICE” The European Physical Journal C Vol. 79:388, pags 1-25, ISSN: 1434-6052, DOI: 10.1140/epjc/s10052-019-6873-6, 2019.
14) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Measurement of the inclusive isolated photon production cross section in pp collisions at $\sqrt{s} = 7$ TeV” The European Physical Journal C Vol. 79:896, pags 1-20, ISSN: 1434-6052, DOI: 10.1140/epjc/s10052-019-7389-9, 2019.
15) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Relative particle yield fluctuations in Pb–Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 2.76$ TeV” The European Physical Journal C Vol. 79:236, pags 1-14, ISSN: 1434-6052, DOI: 10.1140/epjc/s10052-019-6711-x, 2019.
16) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Inclusive J/ψ production at mid-rapidity in pp collisions at $\sqrt{s} = 5.02$ TeV” Journal of High Energy Physics Vol. 84, pags 1-25, ISSN: 1029-8479, DOI: 10.1007/JHEP10(2019)084, 2019.
17) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Jet fragmentation transverse momentum measurements from di-hadron correlations in $\sqrt{s} = 7$ TeV pp and $\sqrt{s_{NN}} = 5.02$ TeV p–Pb collisions” Journal of High Energy Physics Vol. 169, pags 1-24, ISSN: 1029-8479, DOI: 10.1007/JHEP03(2019)169, 2019.
18) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Measurement of prompt D_0 , D^+ , D^{*+} , and $D+s$ production in p–Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 5.02$ TeV” Journal of High Energy Physics Vol. 92, pags 1-43, ISSN: 1029-8479, DOI: 10.1007/JHEP12(2019)092, 2019.
19) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Measurement of the production of charm jets tagged with D_0 mesons in pp collisions at $\sqrt{s} = 7$ TeV” Journal of High Energy Physics Vol. 133, pags 1-34, ISSN: 1029-8479, DOI: 10.1007/JHEP08(2019)133, 2019.
20) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Production of muons from heavy-flavour hadron decays in pp collisions at $\sqrt{s} = 5.02$ TeV” Journal of High Energy Physics Vol. 8, pags 1-27, ISSN: 1029-8479, DOI: 10.1007/JHEP09(2019)008, 2019.
21) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Study of J/ψ azimuthal anisotropy at forward rapidity in Pb-Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 5.02$ TeV” Journal of High Energy Physics Vol. 12, pags 1-30, ISSN: 1029-8479, DOI: 10.1007/JHEP02(2019)012, 2019.

22) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “p-p, p-lambda, and lambda – lambda correlations studied via femtoscopy in pp reactions at sqrt (s) = 7 TeV” Physical Review C Vol. 99, pages 1-21, ISSN: 2469-9985, DOI: 10.1103/PhysRevC.99.024001, 2019.
23) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Measurement of dielectron production in central Pb-Pb collisions at sqrt (S _{NN}) = 2.76 TeV” Physical Review C Vol. 99, pages 1-23, ISSN: 2469-9985, DOI: 10.1103/PhysRevC.99.024002, 2019.
24) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Suppression of lambda (1520) resonance production in central Pb-Pb collisions at sqrt (S _{NN}) = 2.76 TeV” Physical Review C Vol. 99, pages 1-12, ISSN: 2469-9985, DOI: 10.1103/PhysRevC.99.024905, 2019.
25) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Multiplicity dependence of light-flavor hadron production in pp collisions at sqrt (s) = 7 TeV” Physical Review C Vol. 99, pages 1-30, ISSN: 2469-9985, DOI: 10.1103/PhysRevC.99.024906, 2019.
26) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Direct photon production at low transverse momentum in proton-proton collisions at sqrt (s) = 2.76 and 8 TeV” Physical Review C Vol. 99, pages 1-19, ISSN: 2469-9985, DOI: 10.1103/PhysRevC.99.024912, 2019.
27) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Charged jet cross section and fragmentation in proton-proton collisions at sqrt (s) = 7 TeV” Physical Review D Vol. 99, pages 1-16, ISSN: 2470-0029, DOI: 10.1103/PhysRevD.99.012016, 2019.
28) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Azimuthal Anisotropy of Heavy-Flavor Decay Electrons in p-Pb Collisions at sqrt (S _{NN}) = 5.02 TeV” Physical Review Letters Vol. 122, pages 1-13, ISSN: 0031-9007, DOI: 10.1103/PhysRevLett.122.072301, 2019.
29) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Investigations of Anisotropic Flow Using Multiparticle Azimuthal Correlations in pp, p-Pb, Xe-Xe, and Pb-Pb Collisions at the LHC” Physical Review Letters Vol. 123, pages 1-13, ISSN: 0031-9007, DOI: 10.1103/PhysRevLett.123.142301, 2019.
30) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Measurement of Y _{01SP} Elliptic Flow at Forward Rapidity in Pb-Pb Collisions at sqrt (S _{NN}) = 5.02 TeV” Physical Review Letters Vol. 123, pages 1-13, ISSN: 0031-9007, DOI: 10.1103/PhysRevLett.123.192301, 2019.
31) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Longitudinal and azimuthal evolution of two-particle transverse momentum correlations in Pb-Pb collisions at sqrt (S _{NN}) = 2.76 TeV” Physics Letters B Vol. 804, pages 1 – 13, ISSN: 0370-2693, DOI: 10.1016/j.physletb.2020.135375, 2020.
32) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Measurement of electrons from semileptonic heavy-flavour hadron decays at midrapidity in pp and Pb-Pb collisions at sqrt (S _{NN}) = 5.02 TeV” Physics Letters B Vol. 804, pages 1 – 15, ISSN: 0370-2693, DOI: 10.1016/j.physletb.2020.135377, 2020.
33) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Measurement of the (anti-)3He elliptic flow in Pb-Pb collisions at sqrt (S _{NN}) = 5.02 TeV” Physics Letters B Vol. 805, pages 1 – 14, ISSN: 0370-2693, DOI: 10.1016/j.physletb.2020.135414, 2020.
34) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Investigation of the p-sigma ₀ interaction via femtoscopy in pp collisions” Physics Letters B Vol. 805, pages 1 – 13, ISSN: 0370-2693, DOI: 10.1016/j.physletb.2020.135419, 2020.
35) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Centrality and transverse momentum dependence of inclusive J/ψ production at

midrapidity in Pb–Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 5.02$ TeV” Physics Letters B Vol. 805, pages 1 – 14, ISSN: 0370-2693, DOI: 10.1016/j.physletb.2020.135434, 2020.
36) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Gamma production in p–Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 8.16$ TeV” Physics Letters B Vol. 806, pages 1 – 15, ISSN: 0370-2693, DOI: 10.1016/j.physletb.2020.135486, 2020.
37) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Multiplicity dependence of $K^*(892)0$ and $\phi(1020)$ production in pp collisions at $\sqrt{s} = 13$ TeV” Physics Letters B Vol. 807, pages 1 – 15, ISSN: 0370-2693, DOI: 10.1016/j.physletb.2020.135501, 2020.
38) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Global baryon number conservation encoded in net-proton fluctuations measured in Pb–Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 2.76$ TeV” Physics Letters B Vol. 807, pages 1 – 10, ISSN: 0370-2693, DOI: 10.1016/j.physletb.2020.135564, 2020.
39) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Search for a common baryon source in high-multiplicity pp collisions at the LHC” Physics Letters B Vol. 811, pages 1 – 13, ISSN: 0370-2693, DOI: 10.1016/j.physletb.2020.135849, 2020.
40) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Azimuthal correlations of prompt D mesons with charged particles in pp and p–Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 5.02$ TeV” The European Physical Journal C Vol. 80:979, pages 1-27, ISSN: 1434-6052, DOI: 10.1140/epjc/s10052-020-8118-0, 2020.
41) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Multiplicity dependence of (multi-)strange hadron production in proton-proton collisions at $\sqrt{s} = 13$ TeV” The European Physical Journal C Vol. 80:167, pages 1-26, ISSN: 1434-6052, DOI: 10.1140/epjc/s10052-020-7673-8, 2020.
42) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Multiplicity dependence of π , K, and p production in pp collisions at $\sqrt{s} = 13$ TeV” The European Physical Journal C Vol. 80:693, pages 1-20, ISSN: 1434-6052, DOI: 10.1140/epjc/s10052-020-8125-1, 2020.
43) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Coherent photoproduction of ρ^0 vector mesons in ultra-peripheral Pb–Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 5.02$ TeV” Journal of High Energy Physics Vol. 35, pages 1-28, ISSN: 1029-8479, DOI: 10.1007/JHEP06(2020)035.
44) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Constraining the Chiral Magnetic Effect with charge-dependent azimuthal correlations in Pb–Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 2.76$ and 5.02 TeV” Journal of High Energy Physics Vol. 160, pages 1-34, ISSN: 1029-8479, DOI: 10.1007/JHEP09(2020)160.
45) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Higher harmonic non-linear flow modes of charged hadrons in Pb–Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 5.02$ TeV” Journal of High Energy Physics Vol. 85, pages 1-33, ISSN: 1029-8479, DOI: 10.1007/JHEP05(2020)085.
46) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “J/psi elliptic and triangular flow in Pb–Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 5.02$ TeV” Journal of High Energy Physics Vol. 141, pages 1-31, ISSN: 1029-8479, DOI: 10.1007/JHEP10(2020)141.
47) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “J/psi production as a function of charged-particle multiplicity in p–Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 8.16$ TeV” Journal of High Energy Physics Vol. 162, pages 1-29, ISSN: 1029-8479, DOI: 10.1007/JHEP09(2020)162.
48) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Measurement of electrons from heavy-flavour hadron decays as a function of multiplicity

in p-Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 5.02$ TeV” Journal of High Energy Physics Vol. 77, pages 1-32, ISSN: 1029-8479, DOI: 10.1007/JHEP02(2020)077.
49) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Measurement of nuclear effects on $\phi(2S)$ production in p-Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 8.16$ TeV” Journal of High Energy Physics Vol. 237, pages 1-27, ISSN: 1029-8479, DOI: 10.1007/JHEP07(2020)237.
50) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Non-linear flow modes of identified particles in Pb-Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 5.02$ TeV” Journal of High Energy Physics Vol. 147, pages 1-48, ISSN: 1029-8479, DOI: 10.1007/JHEP06(2020)147.
51) B. Abelev, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Studies of J/ ϕ production at forward rapidity in Pb-Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}}=5.02$ TeV” Journal of High Energy Physics Vol. 41, pages 1-30, ISSN: 1029-8479, DOI: 10.1007/JHEP02(2020)041, 2020.
52) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Underlying event properties in pp collisions at $\sqrt{s} = 13$ TeV” Journal of High Energy Physics Vol. 192, pages 1-35, ISSN: 1029-8479, DOI: 10.1007/JHEP04(2020)192.
53) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Z-boson production in p-Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 8.16$ TeV and Pb-Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 5.02$ TeV” Journal of High Energy Physics Vol. 76, pages 1-26, ISSN: 1029-8479, DOI: 10.1007/JHEP09(2020)076.
54) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Measurements of inclusive jet spectra in pp and central Pb-Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}}=5.02$ TeV” Physical review C Vol. 101, pages 1-21, ISSN: 2469-9985, DOI: 10.1103/PhysRevC.101.034911, 2020.
55) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Global polarization of λ and hyperons in Pb-Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 2.76$ and 5.02 TeV” Physical review C Vol. 101, pages 1-14, ISSN: 2469-9985, DOI: 10.1103/PhysRevC.101.044611, 2020.
56) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Production of (anti-) ^3He and (anti-) ^3H in p-Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 5.02$ TeV” Physical review C Vol. 101, pages 1-20, ISSN: 2469-9985, DOI: 10.1103/PhysRevC.101.044906, 2020.
57) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Jet-hadron correlations measured relative to the second order event plane in Pb-Pb collisions at $\sqrt{s_{NN}} = 2.76$ TeV” Physical review C Vol. 101, pages 1-19, ISSN: 2469-9985, DOI: 10.1103/PhysRevC.101.064901, 2020.
58) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Measurement of isolated photon-hadron correlations in $\sqrt{s_{NN}} = 5.02$ TeV pp and p-Pb collisions” Physical review C Vol. 102, pages 1-16, ISSN: 2469-9985, DOI: 10.1103/PhysRevC.102.044908, 2020.
59) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Scattering studies with low-energy kaon-proton femtoscopy in proton-proton collisions at the LHC” Physical review letters Vol. 124, pages 1-13, ISSN: 0031-9007, DOI: 10.1103/PhysRevLett.124.092301, 2020.
60) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Probing the Effects of Strong Electromagnetic Fields with Charge-Dependent Directed Flow in Pb-Pb Collisions at the LHC” Physical review letters Vol. 125, pages 1-13, ISSN: 0031-9007, DOI: 10.1103/PhysRevLett.125.022301, 2020.
61) S. Acharya, R. S. Camacho, S. Vergara, M.A. Vargas, et,all, ALICE Collaboration, “Measurement of the Low-Energy Antideuteron Inelastic Cross Section” Physical review letters Vol. 125, pages 1-13, ISSN: 0031-9007, DOI: 10.1103/PhysRevLett.125.162001, 2020.

