DISEÑO Y CARACTERIZACIÓN DE AMPLIFICADORES DE TRANSIMPEDANCIA PARA EL ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES DE SENSORES SIPM A TEMPERATURAS CRIOGÉNICAS APLICADOS AL EXPERIMENTO DUNE



TRABAJO FINAL DE MAESTRÍA

UNIVERSIDAD DEL CONO SUR DE LAS AMÉRICAS
Maestría en Ingeniería Electrónica con énfasis en Energías Renovables y Eficiencia Energética

DISEÑO Y CARACTERIZACIÓN DE AMPLIFICADORES DE TRANSIMPEDANCIA PARA EL ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES DE SENSORES SIPM A TEMPERATURAS CRIOGÉNICAS APLICADOS AL EXPERIMENTO DUNE

Esteban Javier Cristaldo Morales
Autor

Jorge Andrés Molina Insfrán
Tutor

2020

TRIBUNAL EXAMINADOR

PRESIDENTE

Prof. Dr. RAÚL GREGOR, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

SECRETARIO

Prof. Dr. JORGE RODAS, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

VOCALES

Dra. ANA AMELIA MACHADO, Universidad Estatal de Campinas, Paraguay

Prof. Dr. JORGE MOLINA, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

MSc. CLAUDIO CHÁVEZ, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

Asunción 2020

RESUMEN

El experimento DUNE (Deep Underground Neutrino Experiment) será un observatorio de neutrinos de categoría mundial, que tiene como principal objetivo el estudio del fenómeno de la oscilación de los neutrinos, las partículas fundamentales más abundantes del universo.

El DUNE será realizado en dos lugares. Por un lado, consistirá de un detector cercano ubicado en Fermilab en Batavia, Illinois, USA, y por otro lado, consistirá de un detector lejano ubicado a 1300 km de distancia y a 1.5 km bajo tierra en el Sanford Research Facility, en Dakota del Sur, USA. Ambos detectores estarán expuestos a un haz potente de neutrinos producido en Fermilab, y medirán las interacciones de las partículas del haz con la tecnología LArTPC.

Para determinar el tiempo t_0 de un evento, se capturan los fotones producidos por el centelleo de la interacción de los neutrinos con el argón mediante la trampa de fotones ARAPUCA. Los fotones rebotan dentro del ARAPUCA hasta ser detectados por sensores SiPMs, que producen una señal de corriente que debe ser amplificada e incorporada al sistema de adquisición de datos de DUNE.

En este trabajo se realiza un estudio de los amplificadores de transimpedancia, su función de transferencia y las características de las señales de salida mediante simulaciones para diseñar e implementar un amplificador capaz de amplificar hasta 48 SiPMs a través

de un solo canal, que opere a temperaturas criogénicas y cumpla con los requisitos de la señal establecidos para el DUNE.

Se diseñaron 4 prototipos de un amplificador de dos etapas. La primera etapa de transimpedancia con 4 canales de entrada, basado en el LMH6629 y el OPA847 de *Texas Instruments*, que amplifican 12 SiPMs en paralelo. La segunda etapa es un amplificador sumador que se encarga de sumar las señales de los 4 canales en un solo canal de salida diferencial.

Los prototipos 1 y 2 presentaron prestaciones muy limitadas en la operación criogénica, alcanzando un valor máximo de relación señal-ruido, o SNR, de 1 para resolución de 1 P.E.(foto-electrón), muy por debajo del requerimiento de un SNR de 4; un rango dinámico de tan solo 30 P.E de los 2000 P.E. requeridos; y un tiempo de duración de la señal de 1140 ns, 140 ns por encima del requerimiento de 1000 ns.

Para mejorar las muy limitadas prestaciones de los primeros 2 prototipos, se estudiaron redes de compensaciones en las primeras etapas y se realizó un rediseño del esquema para incluir las modificaciones. Los prototipos 3 y 4 alcanzaron buenos valores de SNR para resolución de 1 P.E., el prototipo 3 de alcanzó un SNR promedio de 4.16 y el prototipo 4 alcanzó un SNR promedio de 3.98; la duración de la señal se midió en 1000 ns para el prototipo 3 y en 1090 ns para el prototipo 4; y el rango dinámico máximo obtenido fue de 539 P.E. para el prototipo 3 y 332 P.E. para el prototipo 4.

Si bien el prototipo 3 cumple con tres de los cuatro requerimientos para la amplificación del los SiPMs, de ningún modo debe considerarse como el diseño final y aún existe mucho espacio para mejoras en el SNR, el tiempo de duración y en especial en el rango dinámico. Las pruebas finales sobre el amplificador a ser utilizado por el Photon Detection System serán realizadas en el experimento ProtoDUNE-II en el CERN en 2021/2022.

ING. ESTEBAN CRISTALDO

Octubre, 2020. Asunción, Paraguay.

SUMMARY

The DUNE (Deep Underground Neutrino Experiment) experiment will be a world-class neutrino observatory, whose main objective is to study the phenomenon of neutrino oscillation, the most abundant fundamental particles in the universe.

The DUNE will be held in two locations. On the one hand, it will consist of a near detector located at Fermilab in Batavia, Illinois, USA, and on the other hand, it will consist of a far detector located 1300 km away and 1.5 km underground at the Sanford Research Facility, in South Dakota. , USA. Both detectors will be exposed to a powerful neutrino beam produced at Fermilab, and will measure the interactions of the beam particles with LArTPC technology.

To determine the time t_0 of an event, the photons produced by the scintillation of the interaction of neutrinos with argon are captured using the ARAPUCA photon trap. The photons bounce inside the ARAPUCA until they are detected by SiPMs sensors, which produce a current signal that must be amplified and incorporated into the DUNE data acquisition system.

In this work, a study of transimpedance amplifiers, their transfer function and the characteristics of the output signals is carried out through simulations to design and implement an amplifier capable of amplifying up to 48 SiPMs through a single channel,

operating at cryogenic temperatures and meeting the signals requirements established for DUNE.

Four prototypes of a two-stage amplifier were designed. The first stage is a transimpedance amplifier with four input channels, based on the LMH6629 and the OPA847 from *Texas Instruments*, which amplify 12 SiPMs in parallel. The second stage is a summing amplifier that is in charge of adding the signals of the four channels in a single differential output channel.

Prototypes 1 and 2 presented very limited performance in cryogenic operation, reaching a maximum signal-to-noise ratio, or SNR, of 1 for a resolution of 1 P.E. (photo-electron), well below the requirement of a SNR of 4; a dynamic range of just 30 P.E. out of 2000 P.E. required; and a signal duration time of 1140 ns, 140 ns above the 1000 ns requirement.

To improve the very limited performance of the first 2 prototypes, compensation networks were studied in the early stages and a schematic redesign was carried out to include the modifications. Prototypes 3 and 4 reached good SNR values for resolution of 1 P.E., prototype 3 reached an average SNR of 4.16 and prototype 4 reached an average SNR of 3.98; the duration of the signal was measured at 1000 ns for prototype 3 and at 1090 ns for prototype 4; and the maximum dynamic range obtained was 539 P.E. for prototype 3 and 332 P.E. for prototype 4

While Prototype 3 meets three of the four requirements for SiPM amplification, it should by no means be considered the final design and there is still plenty of room for improvements in SNR, signal duration, and especially dynamic range. Final tests on the amplifier to be used by the Photon Detection System will be carried out in the ProtoDUNE-II experiment at CERN in 2021/2022.

ING. ESTEBAN CRISTALDO

October, 2020. Asunción, Paraguay.

AGRADECIMIENTOS

A mi Madre y a mi Padre, por el amor incondicional y las oportunidades que me han dado. A mi novia Belén, por el amor y las fuerzas que me brinda siempre. A mi Hermano Néstor a quién quiero mucho. A mis Abuelas, por el cariño de siempre. Al Dr. Jorge Molina, al Dr. Ettore Segreto y a la Dra. Ana Amelia Machado, por la confianza y la oportunidad de seguir estudiando que me brindaron. A los profesores, en especial al Dr. Jorge Rodas, quienes han sido excelentes. Al equipo de UCSA, en especial a la Ing. María Emilia Pecci, por el excelente trabajo. Al Dr. Gustavo Cancelo, al Dr. Juan Estrada, por la cálida bienvenida y la ayuda durante la estancia en Fermilab. Al equipo del Laboratorio de Mecánica y Energía. A mis amigos compañeros de Maestría.

E.J.C.M

AGRADECIMIENTOS INSTITUCIONALES

Un especial agradecimiento a las instituciones que hicieron posible la culminación de este trabajo. Al CONACYT, por financiar el programa de Maestría. Al Laboratorio de Mecánica y Energía de FIUNA, por proveer un lugar de trabajo, la instrumentación necesaria y el apoyo incondicional. Al Laboratorio de Metalmecánica de FIUNA, por su impecable trabajo en la construcción del criostato. A UCSA, la casa de estudios de esta Maestría.

E.J.C.M.

A Nuestra Señora Santa
María de la Asunción,
Reina del Paraguay, ruega
por nosotros para que
seamos dignos de alcanzar
las promesas de nuestro
Señor Jesucristo.

ÍNDICE GENERAL

Resumen iii
Summary v
Agradecimientos vii
Agradecimientos Institucionales ix
Índice General xiii
Índice de Figuras xvii
Índice de Tablas xxv
Acrónimos xxvii
Lista de Símbolos xxix

PARTE I CONTENIDO

1 Introducción 3

2 Estado del Arte 7

2.1 Experimento DUNE 7

2.1.1 Principales objetivos del DUNE 8
2.1.2 Haz de neutrinos 9
2.1.3 Detectores del DUNE 9
2.2 Sensor de fotones del ARAPUCA: El fotomultiplicador de silicio o SiPM 13
2.2.1 Voltaje de ruptura 14
2.2.2 Ganancia 15
2.2.3 Ruido Oscuro (*Dark noise)* 15
2.3 Modelado Matemático 15
2.3.1 Descripción del modelo del SiPM 15
2.3.2 Descripción del modelado de la amplificación 18
2.3.3 Descripción del modelado del ruido 19
2.4 Extracción de parámetros de un SiPM 20
2.4.1 Descripción de la extracción de parámetros 20
2.5 Simulaciones de la respuesta del amplificador de transimpedancia 24
2.5.1 Simulación del efecto del número de SiPM N_s en la etapa amplificación 24
2.5.2 Simulación del Ruido oscuro (*dark noise*) 26
2.5.3 Simulación de la relación señal ruido SNR para valores de realimentación 28

3 Consideraciones para el diseño del amplificador de transimpedancia para 48 SiPMs 31

3.1 Consideraciones para el amplificador de transimpedacia 32
3.1.1 Efecto de la carga SiPM en la entrada de un amplificador de transimpedacia 32
3.1.2 Simulación del efecto de la carga SiPM en la entrada de un amplificador de transimpedacia 34
3.2 Fraccionamiento de la carga de los SiPMs 37
3.2.1 Respuesta del amplificador con N_s = 12 38
3.2.2 Amplificador sumador 40
3.2.3 Filtro paso bajos 44
3.3 Esquema del amplificador y simulaciones 45
3.4 Conclusiones del capítulo 49

4 Implementación de los prototipos y pruebas realizadas en Fermilab 51

4.1 Implementación del prototipo 1 del amplificador basado en el LMH6629 51

4.1.1 Diagramas esquemáticos 52
4.1.2 Diseño del PCB 54
4.2 Pruebas del prototipo 1 58
4.2.1 Conclusiones sobre las pruebas realizadas al prototipo 1 60
4.3 Implementación del prototipo 2 del amplificador basado en el OPA847 61
4.3.1 Diagramas esquemáticos 62
4.3.2 Diseño del PCB 63
4.4 Pruebas del prototipo 2 65
4.4.1 Pruebas en caliente 65
4.4.2 Pruebas en frío 70
4.4.3 Conclusiones sobre las pruebas realizadas al prototipo 2 76

5 Análisis de las compensaciones y el esquema de suma diferencial 79

5.1 Compensación de entrada 80
5.2 Amplificador sumador diferencial 82
5.2.1 Función de transferencia 82
5.2.2 Impedancia de entrada 85
5.3 Compensación de salida 86

6 FIUNA: Diseño y pruebas del prototipo 3 y el prototipo 4 del amplificador 89

6.1 Implementación de los prototipos 3 y 4 90
6.1.1 Diagramas Esquemáticos 90
6.1.2 Diseño del PCB 92
6.2 Banco de pruebas en el LME-FIUNA 93
6.2.1 Placa de 12 SiPMs 95
6.2.2 Sistema de adquisición de datos 95
6.3 Pruebas del prototipo 3 y 4 98
6.4 Pruebas en caliente 99
6.4.1 Efecto de las compensaciones 99
6.4.2 Prototipo 3: tiempos de subida y duración de las señales 102
6.4.3 Prototipo 4: tiempos de subida y duración de las señales 104
6.4.4 Sobre las características temporales de las señales en caliente 105
6.5 Pruebas en frío 105
6.5.1 Prototipo 3: tiempos de subida y duración de las señales en frío 106
6.5.2 Prototipo 4: tiempos de subida y duración de las señales en frío 107
6.5.3 Sobre las características temporales de las señales en frío 108

6.5.4 Prototipo 3: análisis de las señales amplificadas y el SNR 109
6.5.5 Prototipo 4: análisis de las señales amplificadas y el SNR 113
6.5.6 Rango dinámico 117

7 Resultados y conclusiones 121

7.1 Tiempo de duración de las señales 122
7.2 Relación señal ruido 123
7.3 Rango dinámico 124
7.4 Comentarios finales 126

Referencias 127

PARTE II ANEXOS

A Diseño del criostato 133

B Diagramas esquemáticos 137

B.1 Diagrama esquemático del prototipo 1 137
B.1.1 Página 1 138
B.1.2 Página 2 139
B.1.3 Página 3 140
B.2 Diagrama esquemático del prototipo 2 141
B.3 Diagrama esquemático del prototipo 3 142
B.4 Diagrama esquemático del prototipo 4 143

C Artículos publicados 145

ÍNDICE DE FIGURAS

2.1	Experimento DUNE	8
2.2	Haz de neutrinos	9
2.3	Detector lejano de fase simple del DUNE	10
2.4	Principio de operación del LArTPC de fase única	11
2.5	Principio de operación del ARAPUCA	12
2.6	Partes principales del ARAPUCA-X	13
2.7	Sensor Fotomultiplicador de Silicio (SiPM)	14
2.8	Circuito equivalente de un SiPM basado en el modelo de F. Corsi	16
2.9	Circuito equivalente de Norton del SiPM	17
2.10	Impedancia equivalente del sensor SiPM	18
2.11	SiPM acoplado a un amplificador de transimpedancia	18
2.12	Circuito equivalente con las fuentes de ruido	20

2.13	Ajuste de curva de la parte lineal del SiPM en polarización inversa	21
2.14	Esquema del circuito de SiPM para la lectura de los pulsos LED	22
2.15	Esquema y experimento para la generación de la señal de la respuesta al impulso	23
2.16	Comparación del ruido producido por el modelo planteado y *Pspice*	24
2.17	Simulaciones de la salida del amplificador con y sin la introducción del ruido con R_f = 1$k\Omega$ y C_f = 3pF variando N_s	25
2.18	Simulaciones de la salida del amplificador con y sin la introducción del ruido utilizando los valores R_f = 100$k\Omega$ y C_f = 60 pF y M = 1, variando N_s.	25
2.19	Simulaciones de la salida del amplificador con modelo del ruido térmico más el ruido oscuro con R_f = 1$k\Omega$, C_f = 3 pF y M = 1 variando N_s con T = 290 K y M = 1.	26
2.20	Simulaciones de la salida del amplificador con modelo del ruido térmico más el ruido oscuro con R_f = 100$k\Omega$, C_f = 60 pF y M = 1 variando N_s con T = 290 K.	27
2.21	Simulaciones de la salida del amplificador con modelo del ruido térmico más el ruido oscuro con R_f = 100$k\Omega$, C_f = 60pF y M = 1 variando N_s	27
2.22	Simulación de la relación señal ruido SNR para C_f = 30pF y V_{Bias} = 30V variando el valor de R_f	28
2.23	Simulación del tiempo de asentamiento de 10 % para valores diferentes C_f, R_f y V_{Bias} = 30V a 80K con N_s = 12	29
2.24	Simulación de la relación señal ruido SNR para diferentes valores de C_f, R_f y V_{Bias} = 30.5 V a 80 K con N_s = 12	29
2.25	Simulación del tiempo de asentamiento de 10 % para valores diferentes C_f, R_f y V_{Bias} = 30V a 80K con N_s = 12	30
3.1	Equivalencia de Norton del modelo Corsi de un SiPM.	32
3.2	Amplificador de transimpedacia con una carga acoplada de N_s sensores.	33
3.3	Efecto del aumento del número de SiPMs de 1 a 12.	34

3.4 Efecto del aumento del número de SiPMs de 12 a 48 con $R_f = 1k\Omega$ y $C_f = 30pF$. 35

3.5 Efecto del aumento del número de SiPMs de 1 a 48 con $R_f = 1k\Omega$ y $C_f = 30pF$. 36

3.6 Relación señal ruido de la salida del amplificador para $R_f = 1k\Omega$, $C_f = 3pF$ y $C_f = 30pF$. 37

3.7 Efecto de la variación de C_f en la señal de salida 38

3.8 Efecto de variar la resistencia de $R_f = 1k\Omega$ hasta $R_f = 10k\Omega$ 39

3.9 Efecto de la variación de C_f desde $3pF$ hasta $30pF$ con Rf fijo en la relación señal ruido de salida 40

3.10 Amplificador sumador ideal 41

3.11 Amplificador sumador den ancho de banda finito 42

3.12 Fuentes de ruido del amplificador sumador 43

3.13 Filtro paso bajos de realimentación múltiple 44

3.14 Esquema del amplificador 45

3.15 Señal de salida del amplificador sumador 46

3.16 Ruido RMS en la salida del amplificador sumador en función C_f 47

3.17 Señal de salida del filtro paso bajos 48

3.18 Ruido RMS en la salida del filtro paso bajos en función C_f del amplificador sumador 49

4.1 Diagrama esquemático de la etapa de transimpedacia del **prototipo 1** 52

4.2 Diagrama esquemático de la etapa sumadora del **prototipo 1** 53

4.3 Diagrama esquemático de la etapa de filtro paso bajos diferencial del **prototipo 1** 54

4.4 Vista completa del diseño PCB del **prototipo 1** 55

4.5 Ampliación del diseño PCB sobre la etapa de transimpedancia 55

4.6 Ampliación del diseño PCB sobre las etapas de suma y de FPB 56

4.7	Capas de cobre del PCB del **prototipo 1**	57
4.8	Capturas de la respuesta oscilatoria del amplificador de transimpedencia	59
4.9	Respuesta oscilatoria del amplificador LMH6629 reducido por cambios en los componentes de realimentación	60
4.10	Placas PCB del prototipo1 luego de las pruebas exhaustivas realizadas en Fermilab	61
4.11	Diagrama esquemático de la etapa de transimpedacia del **prototipo 2**	62
4.12	Diagrama esquemático de la etapa de sumadora diferencial del **prototipo 2**	63
4.13	Vista completa del diseño PCB del **prototipo 2**	64
4.14	Vistas ampliadas sobre los componentes del **prototipo 2**	65
4.15	Señal de salida de la primera prueba del **prototipo 2**	66
4.16	Señal de salida mejorada del **prototipo 2**	67
4.17	Esquema del amplificador de la primera etapa compensado	68
4.18	Señal de 1 P.E. del **prototipo 2**	69
4.19	Características temporales de las señales de salida del **prototipo 2**	70
4.20	Fotografía del proceso de sumersión del amplificador y los SiPM en LN_2	71
4.21	Sistema de adquisición de datos del SSP	72
4.22	Señal de salida del amplificador sumergido en LN_2 e histograma de valores picos	73
4.23	Señal de ruido que afecta al amplificador y espectro de la señal digitalizada	73
4.24	Señal de salida del amplificador sumergido en LN_2 e histograma de valores picos	74
4.25	Señal de ruido de ráfaga que afecta al amplificador y espectro de la señal digitalizada con $N_s = 8$	75

4.26 Comparación entre las señales de ruido medidas y el ruido que afectaba a los sistemas en PAB 76

5.1 Esquema del amplificador de la primera etapa con las compensaciones de entrada y salida 80

5.2 Efecto de la compensación de entrada sobre la función de transferencia y el ruido de salida 82

5.3 Esquema del amplificador sumador diferencial 83

5.4 Esquema del amplificador sumador diferencial con las impedancias equivalentes 84

5.5 Impedancia vista desde el amplificador de la primera etapa 86

5.6 Gráfica de Bode de la impedancia vista desde el amplificador de la primera etapa 87

6.1 Diagrama esquemático de la primera etapa del **prototipo 3** 90

6.2 Diagrama esquemático de la primera etapa del **prototipo 4** 91

6.3 Diagrama esquemático de la primera etapa sumadora diferencial del **prototipo 4** 92

6.4 Capa frontal del diseño del PCB de los prototipos 3 y 4 93

6.5 Banco de pruebas criogénico en el LME-FIUNA 94

6.6 Placa con los 12 SiPMs utilizado durante la pruebas. 95

6.7 Esquema del sistema de adquisición de datos para el banco de pruebas 96

6.8 Diagrama de flujo de datos entre los componentes del sistema artDAQ 97

6.9 Proceso de generación de eventos en el sistema artDAQ implementado 98

6.10 Placas de los circuitos del **prototipo 3** y el **prototipo 4** 99

6.11 Efecto de las compensaciones en el **prototipo 3** basado en el OPA847 100

6.12 Efecto de las compensaciones en el **prototipo 4** basado en el LMH6629 101

6.13 Señal del **prototipo 4** utilizando fuente simple ($V_{DD} = 5V$ y $V_{EE} = 0V$) con la compensación de entrada y de salida 102

6.14 Características de la señal amplificada con el **prototipo 3** cuando $R1 = 0\Omega$ en caliente 103

6.15 Características de la señal amplificada con el **prototipo 3** cuando $R1 = 10\Omega$ en caliente 103

6.16 Características de la señal amplificada con el **prototipo 4** cuando $R = 0\Omega$ en caliente 104

6.17 Características de la señal amplificada con el **prototipo 4** cuando $R1 = 10\Omega$ en caliente 105

6.18 Características de la señal amplificada con el **prototipo 3 en** LN_2 cuando $R1 = 10\Omega$ 106

6.19 Características de la señal amplificada con el **prototipo 3 en** LN_2 cuando $R1 = 0\Omega$ 107

6.20 Características de la señal amplificada con el **prototipo 4 en** LN_2 cuando $R1 = 10\Omega$ 107

6.21 Características de la señal amplificada con el **prototipo 4 en** LN_2 cuando $R1 = 0\Omega$ 108

6.22 Captura del oscilocopio de la señales pequeñas amplificadas por el **prototipo 3**. 109

6.23 Digitalización de la señales pequeñas amplificadas por el **prototipo 3**. 110

6.24 Histograma de amplitudes de las señales pequeñas amplificadas por el **prototipo 3** 111

6.25 Histograma de la relación señal ruido para 1 P.E. del **prototipo 3** 112

6.26 FFT de la señal de pequeña amplitud de **prototipo 3** 113

6.27 Captura del osciloscopio de las señales pequeñas amplificadas por el **prototipo 4**. 113

6.28 Digitalización de las pequeñas señales del **prototipo 4**. 114

6.29 Histograma de amplitudes pico del las señales del **prototipo 4**. 115

6.30 Histograma de la relación señal ruido para 1 P.E. del **prototipo 4** 116

6.31 FFT de la señal de pequeña amplitud de **prototipo 4** 116

6.32 Valores de amplitud pico de saturación de los prototipos 3 y 4 117

6.33 Rango dinámico P.E. máximo de cada canal de los prototipos 3 y 4 118

6.34 Rango dinámico de la etapa sumadora THS431 118

7.1 SNR obtenido en la pruebas realizadas para cada prototipo del amplificador de transimpedancia. 123

7.2 Rango dinámico obtenido en las pruebas realizadas a los prototipos del amplificador de transimpedancia. 125

A.1 Diseños del criostato 134

A.2 Placa de adaptación SMA a D-SUB del feedthrough del criostato 135

ÍNDICE DE TABLAS

3.1	Parámetros del SiPM Hamamatsu S13360-6050VE	35
4.1	Características temporales de las señales medidas del **prototipo 2**	77
7.1	Resultados de las características temporales de las señales medidas	122

ACRÓNIMOS

UCSA	Universidad del Cono Sur de las Américas
CONACYT	Consejo Nacional de Ciencias y Tecnología
FIUNA	Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción
DUNE	Deep Underground Neutrino Experiment
LME	Laboratorio de Mecánica y Energía
DUNE FD	DUNE Far Detector
SP	Single Phase
DP	Double Phase
LArTPC	Liquid Argon Time Projection Chamber
APA	Anode Plane Assembly
PD	Photon Detector
ARAPUCA	Argon R&D Advanced Program at Uni-CAmp
FERMILAB	Fermi National Accelerator Laboratory

FCC	Feynmann Computing Center
PAB	Proton Assembly Building
SiPM	Silicon Photomultiplier o Fotomultiplicador de Silicio
GBP	Gain Bandwidth Product o Producto de la Ganancia por el Ancho de Banda
SNR	Signal to Noise Ratio o Relación Señal Ruido
FPB	Filtro Paso Bajos
PCB	Printed Circuit Board
SSP	SiPM Signal Processor
P.E.	Photo Electron (fotoelectrón)
UT	Unidad Temporal
ADU	Analog Digital Unit
FFT	Fast Fourier Transform

SÍMBOLOS

I_{sipm}	Corriente del SiPM
I_d	Corriente del fotodiodo
N	Número de microceldas
M	Número de microceldas activas
V_{ov}	Sobrevoltaje del SiPM
V_{bias}	Voltaje de polarización del SiPM
R_q	Resistencia de quemado del SiPM
C_q	Capacitor asociado a la resistencia de quemado del SiPM
C_d	Capacitor asociado al fotodiodo del SiPM
C_g	Capacitancia del substrato del SiPM
R_b	Resistencia de salida del SiPM
I_{cc}	Corriente de cortocircuito
I_N	Corriente de Norton del SiPM

Z_{eq}	Impedancia equivalente del SiPM
R_{eq}	Resistencia equivalente del SiPM
C_{eq}	Capacitancia equivalente del SiPM
V_o	Voltaje de salida
A_o	Ganancia de lazo abiero
ω_o	frecuencia de corte
V_t	Voltaje térmico
η	coeficiente de emisión de unión del fotodiodo
N_s	Número de sensores SiPM
R_f	Resistencia de realimentación
C_f	Capacitor de realimentación
LN_2	Liquid Nitrogen
LAr	Liquid Argon
Z_f	Impedancia de realimentación
Z_i	Impedancia de compensación de entrada
R_i	Resistencia de compensación de entrada
C_i	Capacitancia de compensación de entrada
R_{comp}	Resistencia de compensación de salida
C_{comp}	Capacitancia de compensación de salida
V_{DD}	Voltaje de alimentación positivo
V_{EE}	Voltaje de alimentación negativo
V_{out+}	Voltaje de salida positivo
V_{out-}	Voltaje de salida negativo

Parte I

CONTENIDO

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

El presente libro recompila la memoria de las experiencias realizadas para el diseño y caracterización de amplificadores de transimpedancia para la amplificación de las señales producidas por fotomultiplicadores de silicio, y es el requisito final para concluir el programa de Maestría en Ingeniería Electrónica con Énfasis en Energías Renovables y Eficiencia Energética, desarrollado en la Universidad del Cono Sur de las Américas y financiado por el Consejo Nacional de Ciencias y Tecnologías.

Este trabajo es la continuación de la tesis de grado ”Diseño e implementación de un sistema de adquisición de datos para sensores fotomultiplicadores de silicio (SiPM) del experimento DUNE” donde se ha presentado las bases del análisis para el diseño de los amplificadores de transimpedancia para amplificar hasta 12 sensores SiPMs. Un resumen detallado de este trabajo puede encontrarse en el capítulo 1, de la sección 2.2 en adelante.

A partir de mediados del año 2018, el Laboratorio de Mecánica y Energía de FIUNA ha colaborado activamente con el *Photon Detection Consortium* del experimento DUNE para desarrollar el sistema de adquisición de datos de los detectores de fotones. La colaboración se ha desarrollado en varios ámbitos, principalmente en el área de electrónica digital, con el

desarrollo de *firmwares* especializados para comunicaciones de alta velocidad en FPGAs; desarrollo de software del sistema de adquisición de datos artDAQ; y en electrónica analógica con el desarrollo de este trabajo.

La necesidad de un amplificador de transimpedancia que sea capaz de amplificar señales de muchos detectores de estado sólido (SiPM) se origina debido a que dichos sensores deben cubrir grandes volúmenes del detector de DUNE utilizando la menor cantidad posible de los costosos canales de digitalización. Anteriormente se utilizaban fotomultiplicadores de tubo capaces de cubrir grandes áreas sin mayor dificultad, pero con el advenimiento de la tecnología SiPM que posee mayor eficiencia, menor voltaje de operación y costos mas accesibles, se ha hecho factible el reemplazo de la vieja tecnología.

El principal desafío consiste en poder realizar la amplificación de los detectores a temperaturas del argón líquido, por lo que la amplificación se deberá realizar los más cerca posible de los sensores a fin de mantener la integridad de la señal.

Además, el amplificador debe cumplir con ciertas características de desempeño que derivan del análisis de las simulaciones físicas de las interacciones que se espera ver en los detectores. Lograr estas características de desempeño son los principales objetivos de este trabajo, las cuales consisten en:

- La amplificación de 48 SiPMs a través de un solo canal a temperatura de LAr.
- Resolución de 1 P.E.(foto-electrón) con una relación señal ruido de 4 o más.
- Tiempo de duración de la señal de 1000 ns o menos.
- Rango dinámico de amplificación de 2000 fotones o más.

Teniendo en consideración estos objetivos, se han desarrollado 4 prototipos basados en los amplificadores operacionales OPA847 y LMH6629 para amplificar 12 SiPMs a través de cuatro canales que son sumados en un canal diferencial por una etapa sumadora.

Este trabajo se divide en 7 capítulos presentados en orden cronológico al diseño y desarrollo de los prototipos. El capítulo 2 presenta el estado del arte del experimento DUNE y sus principales detectores, realizando un enfoque en el sistema de detección de fotones y los SIPMs. También presenta un resumen del trabajo previo realizado en el área de los amplificadores de transimpedancia orientados a los sensores SiPM.

El capítulo 3 presenta las consideraciones para el diseño del amplificador, donde mediante simulaciones se encuentra el rango de valores de los componentes pasivos para el inicio de implementación iterativa, y se define el esquema para realizar la amplificación de 48 SiPMs.

El capítulo 4 presenta los diseños del **prototipo 1**, basado en el amplificador LMH6629, y el **prototipo 2** basado en el OPA847, así como las pruebas realizadas en los laboratorios

del FCC y PAB en Fermilab durante un periodo de 3 meses. Durante estas pruebas, se encontraron fallas en los diseños y redes de compensación que es el tema abordado en el capítulo 5.

El capítulo 6 presenta los diseños y pruebas del **prototipo 3**, basado en el amplificador OPA847, y el **prototipo 4** basado en el LMH6629, rediseñados a partir de del **prototipo 2**, y las pruebas realizadas en los laboratorios del LME-FIUNA.

Finalmente, el capítulo 7 presenta los resultados y conclusiones finales del trabajo.

CAPÍTULO 2

ESTADO DEL ARTE

2.1 Experimento DUNE

El *Deep Underground Neutrino Experiment* (DUNE), o Experimento de Neutrinos Subterráneo Profundo, será un observatorio de neutrinos y un detector de decaimiento de nucleón de clase mundial. El experimento internacional DUNE realizado en el Laboratorio Nacional Fermi (Fermilab), en Batavia, Illinois, Estados Unidos, consistirá en un detector lejano localizado a 1.5 km de profundidad bajo tierra en el Sanford Underground Research Facility (SURF), en South Dakota, Estados Unidos y 1300 km de distancia de Fermilab, y otro detector cercano instalado en Fermilab.

El detector lejano estará compuesto por varios módulos de gran tamaño con una tecnología de Liquid Argon Time-Projection Chamber (LArTPC), o Cámara de Proyección Temporal de Argón Líquido, con una masa total cercana a 70 kilo-toneladas. El mismo estará expuesto a un haz de neutrinos creado en Fermilab, así como el detector cercano que será utilizado para caracterizar la intensidad y el espectro de energía de haz, eliminar

errores sistemáticos a lo largo del tiempo y también para filtrar eventos considerados como ruido que afecten a ambos detectores[1].

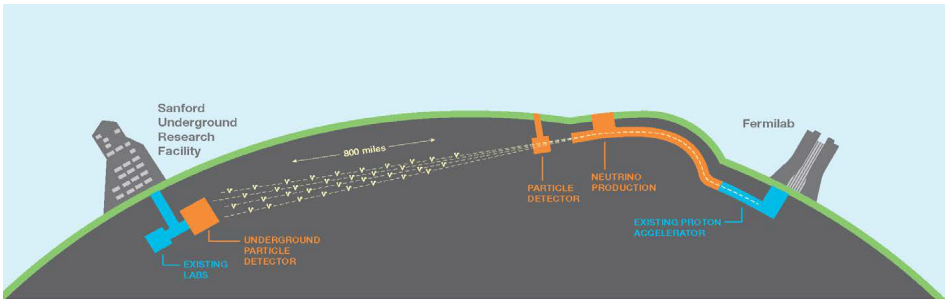


Figura 2.1 Experimento DUNE: haz de neutrinos desde Fermilab, en Batavia, Illinois hasta SURF en South Dakota, USA, y el detector cercano y lejano ubicados en ambos sitios respectivamente. **Fuente:** [2]

2.1.1 Principales objetivos del DUNE

El DUNE fue diseñado teniendo en cuenta los requerimientos establecidos por el *U.S. Physics Project Priorization Panel* en 2014, quienes, basados en el hecho de que los neutrinos oscilan (o cambian de *sabor* a medida que se desplazan en el tiempo y el espacio, implicando que los neutrinos poseen masa distinta de cero y distintas entre los sabores en sí) definieron una serie de preguntas a responder:*¿Cual es el origen de la masa de los neutrinos?;¿Como están ordenadas las masas de los neutrinos?;¿Que son las masas de los neutrinos?;¿Acaso los neutrinos y antineutrinos oscilan diferente?;¿Acaso los neutrinos son sus propias antiparticulas?;¿Existen tipos adicionales de neutrinos e interacciones entre ellos?*. Basados en la experiencia de los experimentos T2K, NOνA, entre otros, se decidió utilizar un detector subterráneo basado en la tecnología *LAr*, que tiene la ventaja de complementar y mejorar el alcance de la física de neutrinos basados en aceleradores, además de mitigar los riesgos de ruido de fondo asociados a la operación en la superficie [3].

El principal objetivo del DUNE es alcanzar una sensibilidad a la violación de la simetría de paridad de carga mejor que tres desviaciones estándar (3σ) para más del 75% del rango de posibles valores del desconocido valor de la fase de paridad de carga (CP) δ_{CP}. Los objetivos cientificos primarios son[1]:

- Llevar a cabo un estudio extensivo de las mediciones de la oscilación de los neutrinos utilizando el haz υ_μ y $\overline{\upsilon}_\mu$ originado en Fermilab.

- Realizar la búsqueda del fenómeno del decaimiento de protones en varios modos de decaimiento, que representaría un descubrimiento clave para satisfacer la teoría de la unificación de las fuerzas.

- Detectar y medir el flujo v_e del colapso del núcleo de una supernova en los confines de nuestras galaxia, en el caso que ocurriese este evento durante la vida útil del experimento.

2.1.2 Haz de neutrinos

El haz de neutrinos será producido en Fermilab por un acelerador superconductor lineal de protones (PIP-II) de 1.2MW de potencia, con un plan de alcanzar 2.4 MW para 2030. Los protones acelerados del haz serán enfocados por el Inyector Principal de Fermilab, y se harán colisionar sobre un blanco de grafito, creando un haz secundario de piones y kaones que serán guiados por campos magnéticos a lo largo de un túnel donde decaerán en los neutrinos que irán en dirección de los detectores[4].

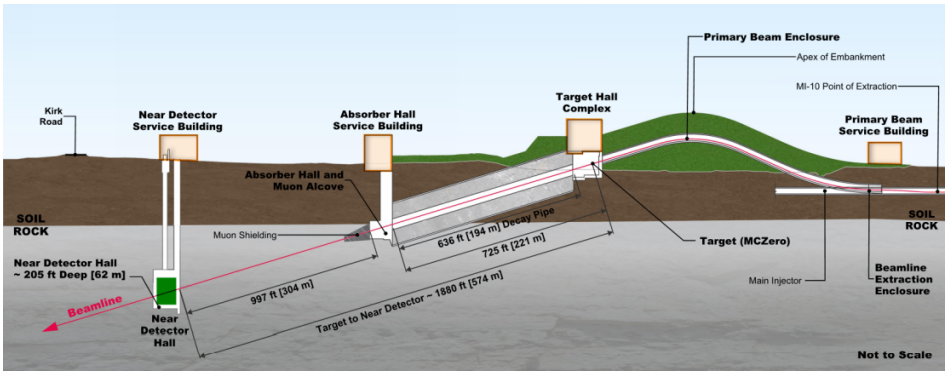


Figura 2.2 Haz de neutrinos en Fermilab. **Fuente:** [4]

2.1.3 Detectores del DUNE

La tecnología llamada Cámara de Proyección Temporal de Argón Líquido, o Liquid Argon Time Projection Chamber (LArTPC por sus siglas en inglés), será utilizada en el experimento para la detección de los neutrinos. La elección de esta tecnología debe a su excelente capacidad de reconstrucción calorimétrica y de rastreo tridimensional de los eventos. El principio de funcionamiento del LArTPC se basa en el hecho de que el argón líquido es un excelente centellador produciendo luz a una longitud de onda de 128 nm.

Cuando las partículas atraviesan el volumen de argón líquido, algunas de ellas producen una interacción generando electrones libres e^-, iones de argón Ar^+ y átomos excitados Ar^*. Si se aplica un potencial eléctrico en el volumen, los electrones se desplazan hacia el potencial más bajo donde pueden ser medidos con los dispositivos apropiados. Por otro lado, una parte de los electrones se recombina con los átomos ionizados antes de que puedan separarse debido a la acción del campo eléctrico, produciendo átomos excitados que se suman a los átomos excitados producidos por la interacción que generó este proceso. Los átomos excitados de argón, producto de la interacción, decaen a su estado original emitiendo un fotón de 128 nm en aproximadamente 6 ns, siendo conocido como la componente rápida del centelleo, mientras que aquellos átomos excitados, producto de la recombinación, decaen en aproximadamente 1.6 μs, siendo la componente lenta del centelleo.

2.1.3.1 Far Detector El detector lejano o *DUNE FD (Far detector)* estara compuesto por de cuatro módulos detectores LArTPC cada uno con al menos 10 *kt* de masa fiduciaria, instalados a aproximadamente 1,5 kilómetros bajo tierra. Para el DUNE FD se planea desarrollar dos tecnologías: la primera es la tecnología *Single Phase* (SP), o fase única, donde todos los detectores estarán sumergidos en líquido; y la segunda es la tecnología *Dual Phase* (DP), o fase doble, donde algunos de los componentes y detectores estarán operando en ambientes líquidos y gaseosos. Para este trabajo se omite la descripción del detector de fase dual debido a que los detectores de interés operan en el detector de fase simple.

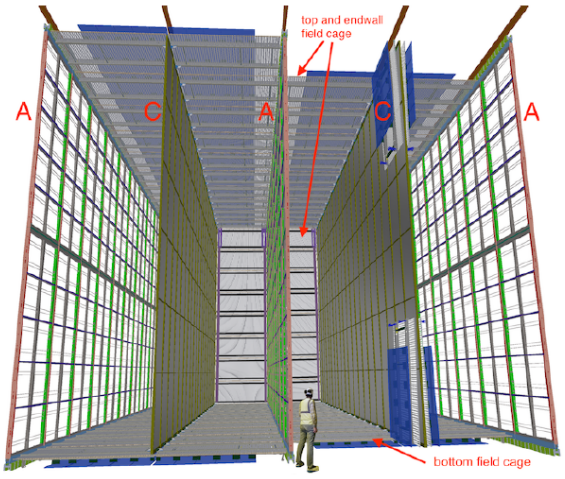


Figura 2.3 Detector lejano de fase simple del DUNE. Se muestran los planos de ánodos (A) y cátodps (C), cada uno con dimensiones de 58.2 m de largo y 12.0 m de alto. **Fuente:** [4]

Como se ha descrito al principio de esta sección, el comienzo de operación del TPC consiste en la captura de los electrones ionizados, que son arrastrados por el campo eléctrico hacia el ánodo, producto de la interacción entre las partículas cargadas que atraviesan el módulo y el LAr. En la figura 2.3, se observa un módulo DUNE FD SP con cuatro volúmenes de LAr sujetos cada uno a un campo eléctrico de 500 $\frac{V}{cm}$.

Un módulo DUNE FD SP será instrumentado con tres planos ánodo construidos con planos de 6 m de alto por 2.3 m de ancho llamados APA (Anode Plane Assembly), donde cada plano ánodo será constituido por 2 APAs de alto y 25 APAs de ancho, totalizando 50 APAs por plano y 150 APAs por módulo. Cada APA consta de un marco de aluminio con tres capas de alambres que son tejidos en cierto ángulo específico que elimina ambigüedades a la hora de la reconstrucción de los eventos, formando así un grilla en cada lado del APA. Los voltajes relativos de las primeras dos capas (U y V) se escogen de manera a que sean transparentes para los electrones arrastrados por el campo eléctrico, produciendo una señal de inducción bipolar. La capa final (X) recolecta el electrón y da como resultado una señal unipolar que, junto con las señales bipolares de los otros dos planos (U y V), permiten la reconstrucción del evento en dos coordenadas perpendiculares entre sí.

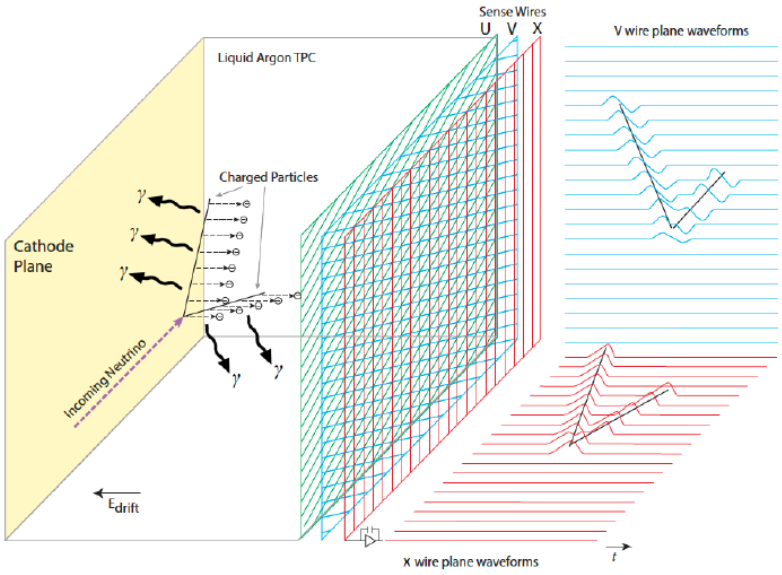


Figura 2.4 Principio de operación del LArTPC de fase única. Se ilustra una interacción de un neutrino con el LAr, la deriva de electrones y el centelleo (γ). Los electrones son medidos por los planos U y V de alambres y recolectados por el plano X de alambres. A la derecha se observa la señal medida en los planos con respecto al tiempo de del evento **Fuente:** [4]

En la figura 2.4 se observa el principio de funcionamiento del un módulo LArTPC SP. Se ilustra la interacción de los neutrinos y el LAr, que produce la deriva de electrones y el centelleo debido a la desexitación (γ) de los átomos de Argón. A la izquierda de la figura se encuentra el plano del cátodo; en el centro se observan los planos X, Y y Z encargados de medir y recolectar los electrones; y a la derecha de la figura se muestra la señal eléctrica a ser medida en los planos de alambres. Con el fin de recolectar los fotones γ producidos por el centelleo que proporcionarán el tiempo t_0 para la reconstrucción del evento, los detectores de fotones o *Photon Detectors* (PD) llamados ARAPUCA se colocan entre los espacios inactivos de los planos de alambres. Cada APA tendrá 10 detectores de fotones totalizando 1500 PD por módulo SP, de los cuales 500 PD serán montados en los APAs del ánodo central recolectando fotones de ambas direcciones, y 500 PD serán montados en los APA de los marcos externos, recolectando luz proveniente de la dirección interna[4].

2.1.3.2 ARAPUCA El ARAPUCA (*Argon R&D Advanced Program at Uni-CAmp*) es una trampa de fotones con forma de caja que posee paredes internas de alta reflectividad y una ventana de aceptación que utiliza filtros dicroicos y la técnica de corrimiento de longitud de onda, de tal forma que la eficiencia de recolección es alta aún cuando el área de cobertura de detección activa de las paredes internas es limitada[5]. A la ventana de aceptación que utiliza el filtro dicroico, se le colocan dos capas distintas de materiales que permiten el corrimiento de longitud de onda o WLS (*Wavelength Shifters*) a cada lado. La capa externa convierte los fotones de 127 nm (producto del centelleo del argón) en fotones de longitud de onda menor a la longitud de onda de corte del filtro dicroico, para los cuales él se comporta como un material transparente permitiendo que ingresen al ARAPUCA. La capa interna de WLS modifica la longitud de onda de los fotones que han ingresado con una longitud de onda λ que está por encima de la longitud de onda de corte del filtro dicroico, comportándose así como un material reflectivo tal que los fotones queden atrapados en su interior, como se ilustra en la figura 2.5 [6].

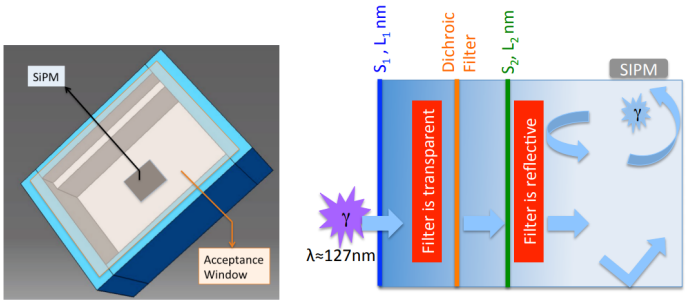


Figura 2.5 Principio de operación del ARAPUCA. **Fuente:** [5]

El concepto original del ARAPUCA fue mejorado con la introducción del X-ARAPUCA, que mezcla los bondades del diseño del ARAPUCA y la tecnología de las barras guías. La mejora consiste en reemplazar el WLS interno por una barra guía que tiene incorporado el material WLS. La modificación permite que el X-ARAPUCA se comporte en algunos casos como el ARAPUCA tradicional, donde el fotón rebota hasta ser detectado o absorbido, y en otros casos el fotón es atrapado por la barra guía que facilita la trayectoria del fotón hasta el área de detección activa, alcanzando una eficiencia de detección mayor.

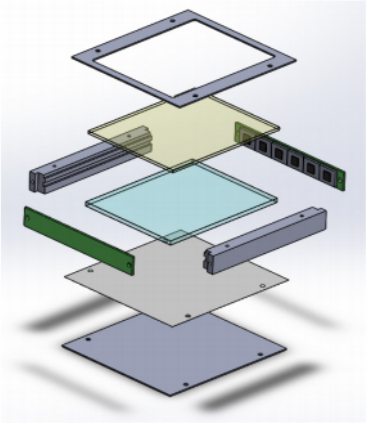


Figura 2.6 Partes principales del ARAPUCA-X. De arriba hacia abajo: sujetador del filtro, filtro dicroico, losa de acrílico dopado con TPB, lámina 3M VIKUITI, Plano posterior G-10. En los laterales opuestos se colocan los sensores de fotones SiPMs, y en los otros laterales láminas G-10 y VIKUITI **Fuente:** [6]

En la figura 2.6 se muestran la principales partes del X-ARAPUCA, donde los sensores de fotones son los de mayor interés para este trabajo. Las señales producidas por estos detectores deben ser correctamente acondicionadas en el ambiente criogénico e incorporarlas por el sistema de adquisición de datos del DUNE para el correcto análisis de los eventos.

2.2 Sensor de fotones del ARAPUCA: El fotomultiplicador de silicio o SiPM

El sensor a ser utilizado en el ARAPUCA para el experimento DUNE consisite en un fotomultiplicador de Silicio (SiPM), que es un detector de luz de alta sensibilidad y eficiencia, conformado por una matriz de pequeños elementos sensibles llamados microceldas conectadas en paralelo. Cada microcelda es un fotodiodo de avalancha en un sustrato de

silicio que posee un tamaño de 20 a 100 micrómetros, en total un SiPM puede reunir hasta 1000 microceldas en un milímetro cuadrado, como se muestra en la figura 2.7. Cada uno de los fotodiodos de avalancha opera en modo Geiger, es decir, produce una avalancha de electrones altamente cuantizada cuando incide sobre él al menos un fotón, independientemente de su número o energía. El SiPM opera con pequeños flujos de luz, de forma a que no haya más de un fotón por cada fotodiodo. De esta forma, basta con cuantificar el número de fotodiodos que han producido una avalancha para contar el número total de fotones que han alcanzado al detector. Para este trabajo se utilizó un SiPMs de la marca Hamamatsu S13360-6050VE de dimensiones 6x6mm con 14336 fotodiodos internamente [7][8][9].

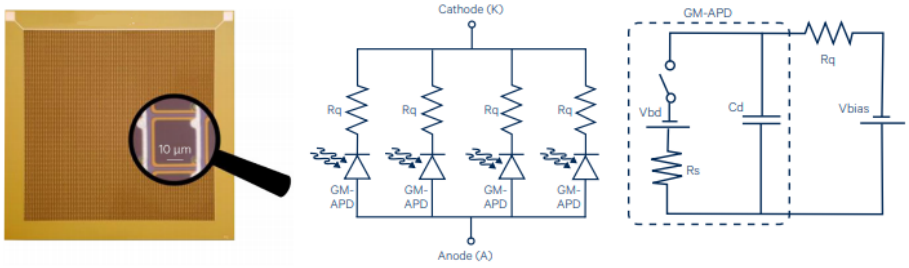


Figura 2.7 Esquema de un detector SiPM, que consta de múltiples fotodiodos en paralelo. **Fuente:** [7].

2.2.1 Voltaje de ruptura

El voltaje de ruptura (V_{bd}) es el mínimo voltaje de polarización necesario para la conducción de la carga generada. Sin embargo, para $V_{bias} = V_{bd}$ (siendo V_{bias} el voltaje de polarización aplicado), tanto la eficiencia de detección y la ganancia del SiPM son por definición nulas. Solo para casos de $V_{bias} > V_{bd}$ el SiPM comenzará a conducir. El exceso de tensión por encima de V_{bd} se llama sobrevoltaje V_{ov}.

Por definición:

$$V_{ov} = V_{bias} - V_{bd}$$

En principio, cuanto mayor es el sobrevoltaje, mayor será el rendimiento del SiPM. En realidad, la eficiencia de detección tiende a saturarse con V_{ov}.

2.2.2 Ganancia

La ganancia se define como la cantidad de portadores de carga que contiene un pulso de corriente de una sola microcelda, en respuesta a un fotón absorbido. La ganancia está dada por la relación entre el producto de la suma de las cargas almacenadas en los capacitores C_d y C_q, que se definirán mas adelante, y el voltaje V_{ov}; y la carga q del electrón:

$$Ganancia(V_{ov}) = \frac{(C_d + C_q)V_{ov}}{q} \tag{2.1}$$

Suponiendo que C_d es constante para $V_{bias} > V_{bd}$, la ganancia aumenta linealmente con el sobrevoltaje. La ganancia es prácticamente insensible a las variaciones de temperaturas, siempre y cuando se encuentre dentro del rango razonable de temperaturas[9][10].

2.2.3 Ruido Oscuro (*Dark noise)*

El ruido oscuro de un SiPM está representado por salidas falsas de pulsos de corrientes, producidos sin que ningún fotón los hayan generado. En el silicio existe una probabilidad finita para que los portadores de carga (electrones y agujeros) sean generados por agitación térmica. El ruido oscuro (*dark noise*) se genera si un electrón o agujero produce avalancha dentro de una de las microceldas estando en modo reposo, observándose un pulso de salida. A la cantidad de eventos oscuros por unidad de tiempo, se la llama tasa de ruido oscuro o conteo oscuro (*dark count rate - DCR* por sus siglas en inglés). En los fotomultiplicadores de silicio, la agitación térmica de los portadores de carga se duplica por cada $10°C$, por lo que aumenta la tasa de ruido oscuro al aumentar la temperatura. Por otra parte, la tasa de ruido oscuro también escala según el área del SiPM y es una función creciente del sobrevoltaje [10]. La tasa de ruido oscuro de un SiPM se especifica para un tamaño de microcelda, voltaje y temperatura dada.

2.3 Modelado Matemático

2.3.1 Descripción del modelo del SiPM

El modelo utilizado para reproducir las señales de los sensores SiPM fue propuesto por F. Corsi [11], quien propone un circuito equivalente del SiPM, basado en el hecho de que estos sensores constan de miles de microceldas conectadas en paralelo que operan como fotodiodos de avalancha (APD sus siglas en ingles). Estos dispositivos electrónicos altamente sensibles generan una señal eléctrica cuando la luz incide en ellos[12], que luego se extingue pasivamente con una resistencia en serie. [11]

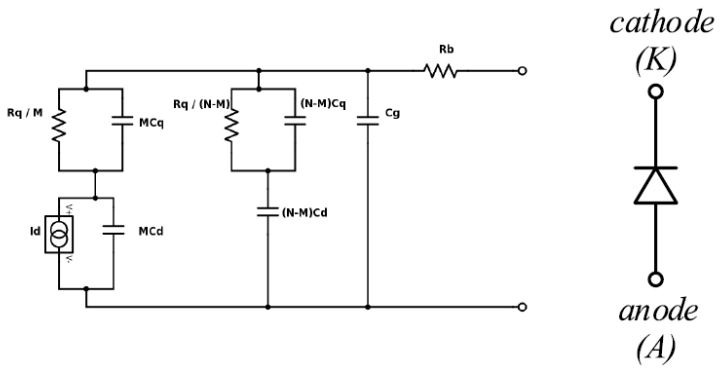


Figura 2.8 Circuito equivalente de un SiPM basado en el modelo de F. Corsi modificado. **Fuente:** [13].

En la figura 2.8, se observa que los componentes del modelo son capacitores y resistencias. Estos componentes están dispuestos de tal forma a emular la contribución de carga de cada microcelda en la grilla, donde las micro celdas pueden estar activas, representado por la variable M, o inactivas, representado por la variable $N - M$, donde N es número total de microceldas.

El modelo posee ocho parámetros que definen su comportamiento. Estos son:

- I_d : corriente de diodo.
- N : número total de microceldas en un SiPM.
- M : número de microceldas activas.
- R_q : resistencia de quemado o extinción.
- C_d : capacitancia asociada al diodo.
- C_q : capacitancia asociada a la resistencia de quemado.
- C_g : contribución de las capacitancias parásitas entre el substrato del dispositivo y la resistencia de quemado.
- R_b : resistencia de salida.

en donde la función de transferencia del modelo se define como[14]:

$$\frac{I_{sipm}}{I_d} = \frac{1 + sB}{1 + s\lambda + s^2\gamma} \tag{2.2}$$

donde:

$$\gamma = A\beta - \alpha$$

$$\lambda = A + \beta$$

$$A = R_q(C_d + C_q)$$

$$\alpha = NR_bR_qC_dC_d$$

$$\beta = R_bP$$

$$P = NC_d + C_g$$

El circuito equivalente de Norton para modelo de F. Corsi se muestra en la figura 2.9.

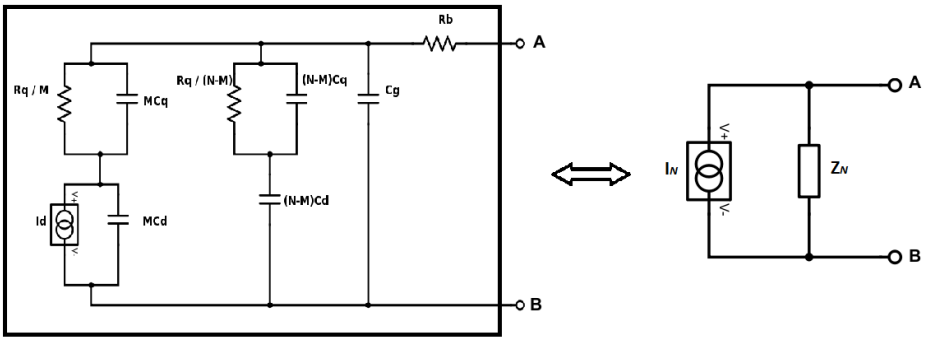


Figura 2.9 Ilustración donde se aprecia el circuito del modelo F. Corsi y su equivalencia de Norton. **Fuente:** [14].

para el cual las ecuaciones que definen el Modelo F. Corsi del SiPM es:

$$I_N = I_{cc} = \frac{1 + sB}{1 + s\lambda + s^2\gamma} I_d \tag{2.3}$$

el cual su impedancia equivalente igual a:

$$Z_{eq}(jw) = R_{eq}(w) + \frac{1}{jwC_{eq}(w)}$$

donde Z_{eq} es una resistencia y capacitancia en serie:

$$R_{eq}(w) = \frac{P(A + R_bP) - Q + w^2R_bQ^2}{P^2 + w^2Q^2}$$

$$C_{eq}(w) = \frac{P^2 + w^2Q^2}{P + w^2QA}$$

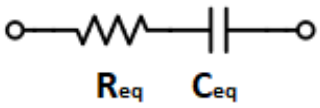


Figura 2.10 Impedancia equivalente del sensor SiPM vista desde los bornes. **Fuente:** [14]

2.3.2 Descripción del modelado de la amplificación

Un amplificador de transimpedancia convierte una señal de corriente en su entrada a una señal de tensión proporcional en su salida. Para entender su funcionamiento, se debe obtener la expresión matemática que relaciona la corriente de entrada I y la tensión de salida V_o, es decir, la función de transferencia de salida. Para un amplificador ideal, esta relación es bastante simple y se obtiene resolviendo el circuito de la figura 2.11 en el dominio s de Laplace.

$$V_o = \frac{R_f}{1 + sR_fC_f} I_{sipm} \tag{2.4}$$

donde I_{sipm} es la corriente de I_N de la ecuación 2.3

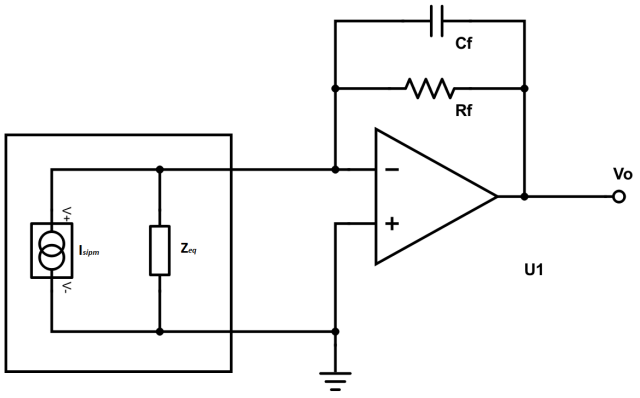


Figura 2.11 Ilustración de un SiPM acoplado a un amplificador de transimpedancia ideal. **Fuente:** [14]

El amplificador operacional no ideal puede modelarse de tal forma que la salida sea igual a la diferencia de tensión entre las entradas inversora y no inversora multiplicado por su función de transferencia en lazo abierto $A(s)$, es decir:

$$A(s) = \frac{A_o \omega_o}{s + \omega_o}$$

$$V_o = A(s)(V_+ - V_-) \tag{2.5}$$

donde A_o es la ganancia de lazo abierto y ω_o es la frecuencia de corte en lazo abierto.

Teniendo en cuenta lo anterior, podemos volver a encontrar una expresión que relacione la corriente I_{sipm} con la tensión de salida V_o, por lo que [14]:

$$V_o = \frac{R_f(1 + sR_{eq}C_{eq})}{1 + sD_1 + s^2D_2 + s^3D_3} I_{sipm} \tag{2.6}$$

donde si

$$A_o >> 1$$

se obtiene

$$D_3 = \frac{R_{eq}C_{eq}R_fC_f}{GBP}$$

$$D_2 = R_{eq}C_{eq}R_fC_f + \frac{R_{eq}C_{eq}}{GBP} + \frac{R_f(C_f + N_sC_{eq})}{GBP}$$

$$D_1 = R_fC_f + R_{eq}C_{eq} + \frac{N_s\omega_oR_fC_{eq}}{GBP} + \frac{1}{GBP}$$

$$GBP = A_o\omega_o$$

donde GBP es el producto de la ganancia por ancho de banda del amplificador, un parámetro que define las características del comportamiento en frecuencia del amplificador.

2.3.3 Descripción del modelado del ruido

El efecto del ruido introducido por la etapa de amplificación activa de transimpedancia puede modelarse considerando un amplificador operacional ideal, con una fuente de corriente conectada a cada entrada (inversora y no inversora) y una fuente de tensión conectada a una de las entradas más los componentes de ruido térmico asociados al lazo de realimentación y al SiPM como se muestra en la figura 2.12.

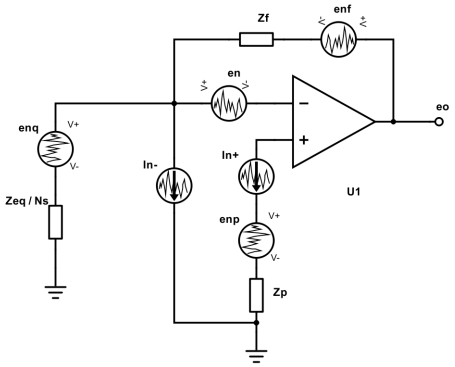


Figura 2.12 Circuito equivalente con las fuentes de ruidos asociados a la etapa de amplificación activa de transimpedancia. **Fuente:** [14] .

Resolviendo el circuito de la figura 2.12 es posible obtener la ecuación del ruido en salida el cual estará relacionado con las fuentes de ruido por la siguiente expresión:

$$e_o = \frac{1 + s(K_{1r} + N_s R_f P) + s^2(K_{2r} + N_s R_f Q) + s^3 K_3 r}{1 + sK_{1r} + s^2 K_{2r} + s^3 K_{3r}} e_i + e_{nf} + \frac{R_f}{1 + sR_f C_f} I_{-n} \tag{2.7}$$

siendo:

$$K_{1r} = (A + R_b P) + C_f R_f$$

$$K_{2r} = R_b Q + C_f R_f (A + R_b P)$$

$$K_{3r} = C_f R_f R_b Q$$

$$e_i = \sqrt{e_n^2 + e_{nq}^2 + e_{np}^2}$$

2.4 Extracción de parámetros de un SiPM

2.4.1 Descripción de la extracción de parámetros

Por lo general, se utiliza la curva característica estática I-V de la polarización directa del SiPM para extraer el valor de la resistencia de quemado R_q. Polarizando el SiPM en la región de conducción, la relación entre las resistencias debería de seguir la siguiente ecuación:

$$V = (\frac{R_q}{N} + R_b)I + \eta V_T ln(\frac{I}{NI_S}) \tag{2.8}$$

donde V_t y η son respectivamente el voltaje térmico y el coeficiente de emisión de unión del fotodiodo, I_S es la corriente de saturación del fotodiodo en reversa[15].

La curva I-V del SiPM presenta dos regiones, en la primera región se comporta como una función exponencial del diodo, y en la segunda dominan las resistencias de quemado R_q y R_b, que limitan la corriente a un comportamiento casi lineal. Por lo que se puede utilizar dicha característica para obtener una estimación de las resistencias $R_b + R_q/N$ [13] calculando la pendiente m de la recta I-V en su región lineal. En la figura 2.13 se muestra la curva I-V, la cual se obtiene midiendo la corriente de salida del SiPM en polarización directa variando el voltaje. Se puede obtener la relación entre R_b y R_q siendo:

$$m = \frac{1}{\frac{R_q}{N} + R_b} \tag{2.9}$$

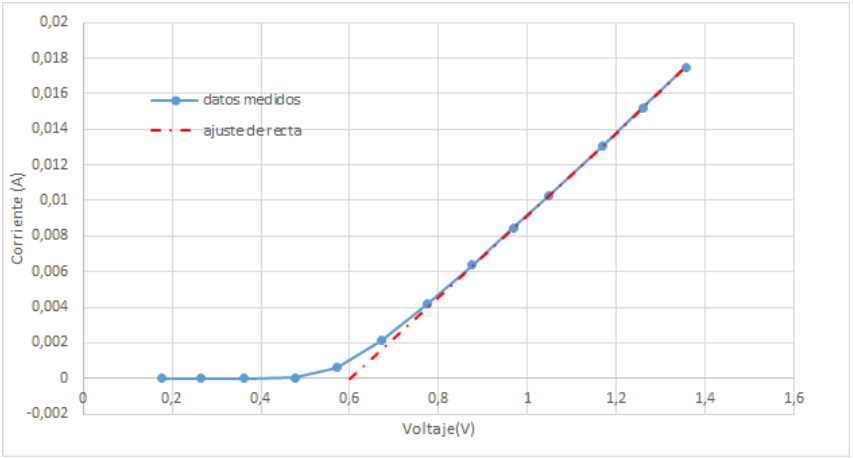


Figura 2.13 Ajuste de recta V-I de la parte lineal del SiPM en polarización inversa. **Fuente:** [14]

Para la obtención de relaciones entre los parámetros faltantes se procede a realizar la medición de la respuesta del SiPM a un impulso generado por luz LED, para ello se diseñó un circuito de medición donde se conecta el SiPM a una resistencia de carga $R_L = 1\ \Omega$, polarizando el sensor a un voltaje V_{bias} como se muestra en la figura 2.14.

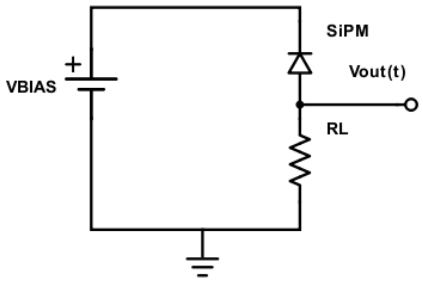


Figura 2.14 Esquema del circuito de SiPM para la lectura de los pulsos LED. **Fuente:** [14]

Una vez realizados los circuitos de medición es necesario llevar a condiciones controladas para una correcta toma de datos, por lo que se construye una cámara oscura con el fin de detectar únicamente los fotones del LED impidiendo la interferencia de otros fotones externos. En la figura 2.15 se muestra el esquema y el banco de pruebas para la medición de la respuesta al impulso del SiPM.

La cámara oscura fue construida con tubo de PVC, luego cubierto con un aislamiento reflectivo de aluminio tanto interna como externamente. Con la cubierta interna los fotones podrán rebotar internamente hasta alcanzar al SiPM, evitando así la perdida de la eficiencia, mientras que con la cubierta externa se evita que se filtren los fotones externos al interior, reflejándolos hacia afuera.

Con los datos de la respuesta al impulso obtenidos es posible encontrar teóricamente la función de transferencia del SiPM. De acuerdo a la teoría de control, si se aplica un impulso unitario a cualquier sistema lineal e invariante en tiempo, a su salida se tendrá la respuesta al impulso del sistema. Si se aplica la transformada de Laplace de la respuesta al impulso unitario se obtiene la función de transferencia del sistema [16].

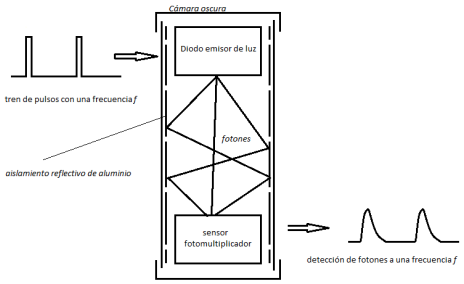
En este caso, el impulso de excitación no es unitario debido a que no se sabe la cantidad de microceldas activas, pero se sabe que el sistema es lineal, lo que implica que la salida es la suma de las señales de todas las micro celdas activas, por tanto, la salida será proporcional a la función de transferencia.

La función de transferencia está dada por:

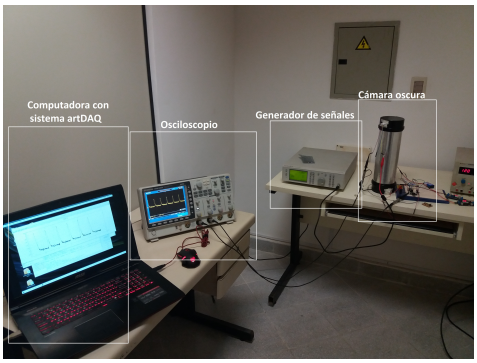
$$G(s) = \frac{1 + sB}{1 + s\lambda + s^2\gamma} \tag{2.10}$$

reescribiendo la ecuacuión 2.10 de la forma:

$$G(s) = \frac{1 + sB}{(1 + s\omega_1)(1 + s\omega_2)} \tag{2.11}$$



(a)



(b)

Figura 2.15 Generación de la señal de la respuesta al impulso del SiPM: (a) Esquema del experimento. (b) Banco de prueba montado en el Laboratorio de Mecánica y Energía. **Fuente:** [14]

donde:

$$\lambda = \omega_1 + \omega_2$$

$$\gamma = \omega_1 \omega_2$$

Se puede calcular la anti transformada de Laplace de la ecuación 2.11 para obtener su expresión en el dominio del tiempo.

$$\mathcal{L}^{-1}\{G(s)\} = g(t)$$

$$g(t) = \frac{(\omega_1 - B)e^{\frac{-t}{\omega_1}}}{\omega_1(\omega_1 - \omega_2)} + \frac{(\omega_2 - B)e^{\frac{-t}{\omega_2}}}{\omega_2(\omega_2 - \omega_1)} \tag{2.12}$$

2.5 Simulaciones de la respuesta del amplificador de transimpedancia

En las siguientes sub-secciones se mencionan las simulaciones del disparo de una microcelda del SiPM Sensl-MicroFC de 6x6mm y la respuesta del amplificador detallado previamente, que fueron realizadas por [14], donde se especifican los parámetros relevantes. Estas simulaciones fueron importantes para entender el efecto de conectar múltiples SiPMs a un amplificador y sirvieron de base para empezar el proceso iterativo de diseñar los amplificadores que se expondrán en los siguientes capítulos.

2.5.1 Simulación del efecto del número de SiPM N_s en la etapa amplificación

Una vez validados los modelos del SiPM, del amplificador y del ruido, se procedió a simular las señales de salida del amplificador usando como entrada la respuesta al impulso del SiPM con los parámetros del amplificador OPA847 en dos situaciones diferentes: i) con R_f = 1$k\Omega$ y C_f = 3pF, y ii) con R_f = 100$k\Omega$ y C_f = 60pF y M = 1, variando la cantidad de SiPM conectados en paralelo (N_s) como se muestra en las figuras 2.17 y 2.18.

Utilizando los parámetros definidos en i) el SNR = 15.6 dB, un valor aceptable ya que es posible distinguir la señal del ruido. Sin embargo, para valores superiores de N_s, en particular cuando N_s = 12 el SNR = 0 dB, indicando que la señal se confunde con el ruido. Por ende, no se puede obtener una resolución de 1 P.E. (fotoelectrón) al realizar el *active ganging* de 12 SiPM con estos valores de resistencias y capacitancias.

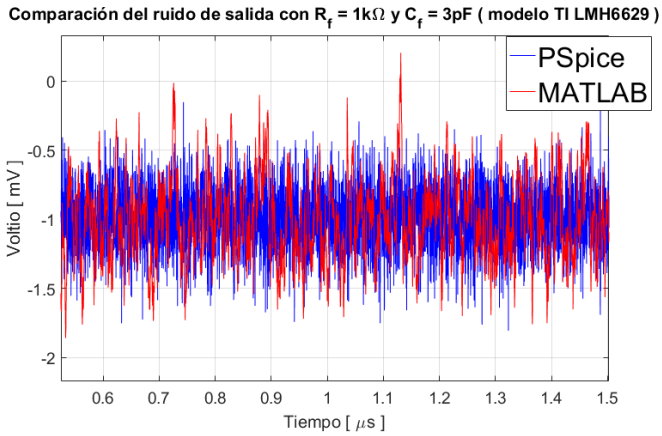
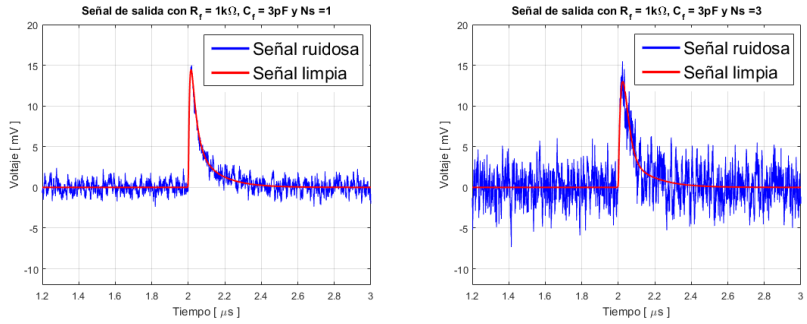
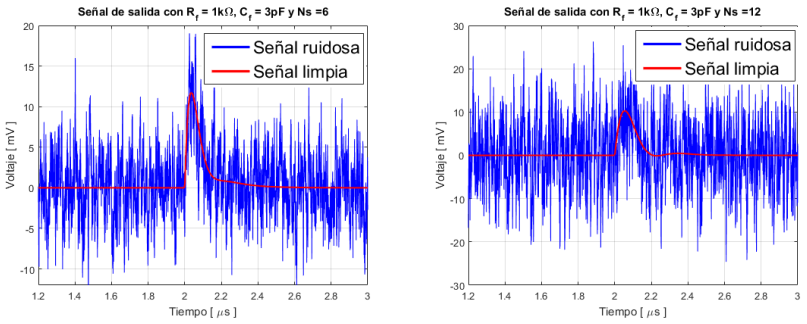


Figura 2.16 Comparación del ruido producido por el modelo planteado y *Pspice* con R_f = 1$k\Omega$, C_f = 3pF y M = 1. **Fuente:** [14]

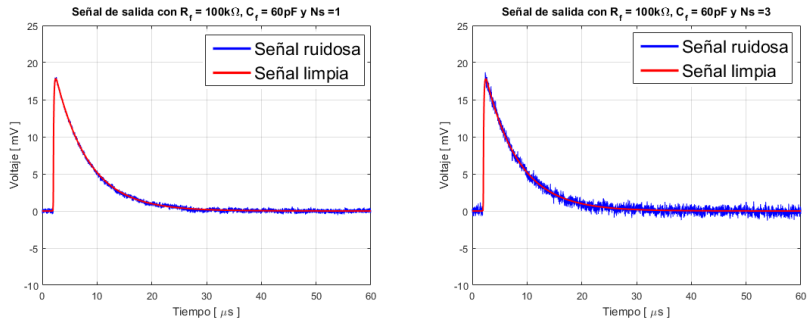


(a) $N_s = 1$ (b) $N_s = 3$

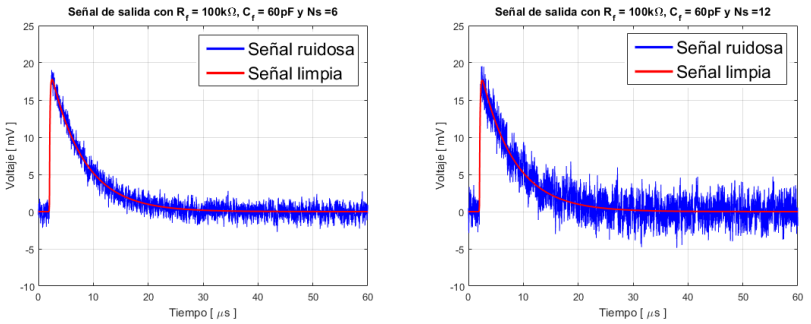


(c) $N_s = 6$ (d) $N_s = 12$

Figura 2.17 Simulaciones de la salida del amplificador con y sin la introducción del ruido con $R_f = 1k\Omega$ y $C_f = 3pF$ variando N_s. **Fuente:** [14]



(a) $N_s = 1$ (b) $N_s = 3$



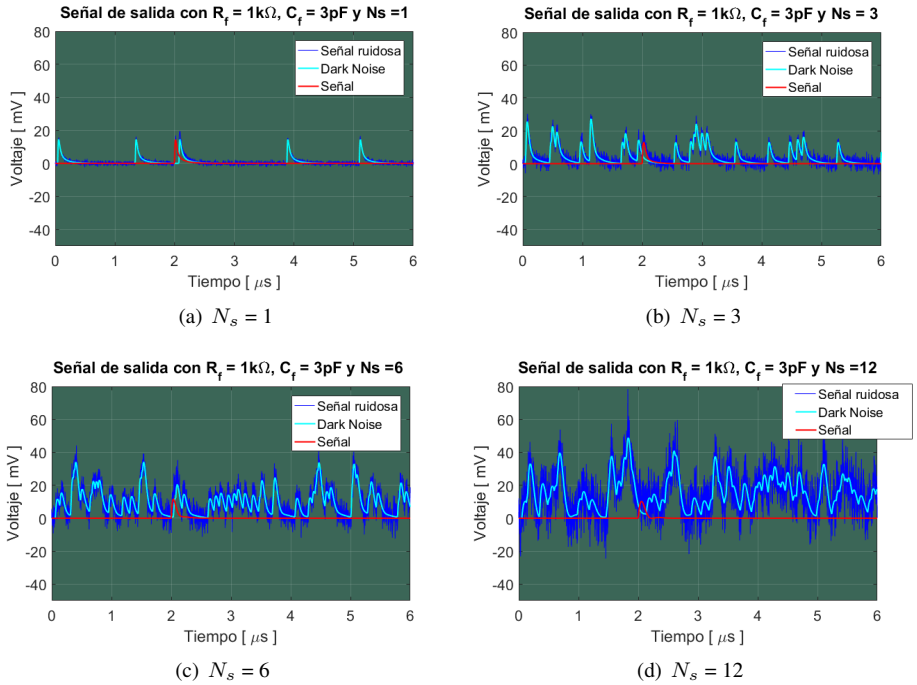
(c) $N_s = 6$ (d) $N_s = 12$

Figura 2.18 Simulaciones de la salida del amplificador con y sin la introducción del ruido utilizando los valores $R_f = 100k\Omega$ y $C_f = 60\ pF$ y M = 1, variando N_s. **Fuente:** [14]

Por el motivo expuesto anteriormente, se probó con los valores definidos en ii), obteniéndose el SNR de 24.86 dB para N_s = 1, y SNR = 12.56 dB para N_s = 12 lo cual se considera en el rango de lo aceptable, ya que es posible distinguir la señal del ruido. Se concluye que es posible la conexión de 12 SiPM en paralelo con estos valores sin considerar aun el ruido oscuro y con M = 1, existiendo aún la posibilidad de mejorar el SNR con otros valores de resistencias y capacitancias.

2.5.2 Simulación del Ruido oscuro (*dark noise*)

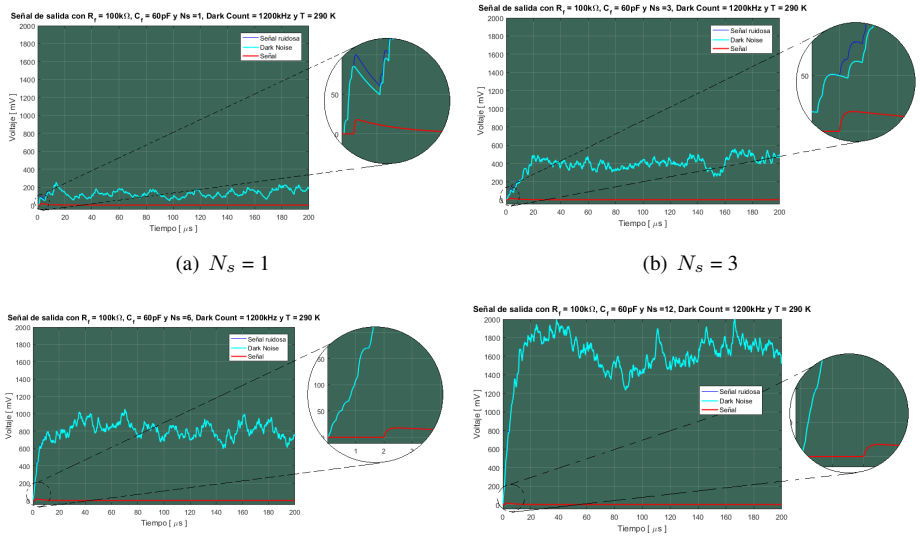
Se simuló el ruido oscuro con un conteo oscuro de 1200 kHz, M = 1 y a temperatura ambiente 290 K (16.85 C°) variando los valores de N_s y las resistencias y capacitancias de realimentación. Para valores de R_f = 1$k\Omega$, C_f = 3pF, M = 1 y N_s = 1, se puede observar la señal y el ruido oscuro claramente con un SNR = 24.6dB, mientras que para valores superiores de N_s ya se dificulta la visualización de la señal debido a la superposición del ruido oscuro de los distintos SiPM en paralelo como se muestra en la figura 2.19.



(a) N_s = 1 (b) N_s = 3

(c) N_s = 6 (d) N_s = 12

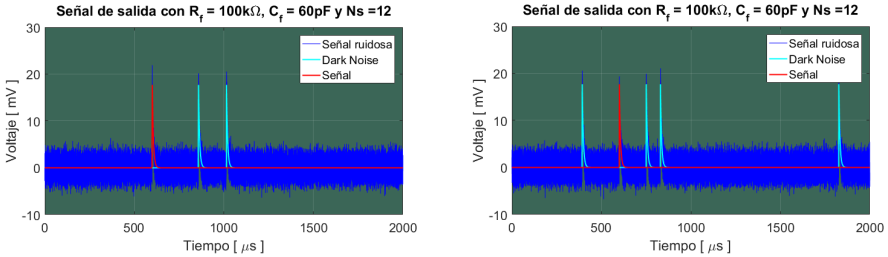
Figura 2.19 Simulaciones de la salida del amplificador con modelo del ruido térmico más el ruido oscuro con R_f = 1$k\Omega$, C_f = 3 pF y M = 1 variando N_s con T = 290 K y M = 1. **Fuente:** [14]



(a) $N_s = 1$ (b) $N_s = 3$

(c) $N_s = 6$ (d) $N_s = 12$

Figura 2.20 Simulaciones de la salida del amplificador con modelo del ruido térmico más el ruido oscuro con $R_f = 100k\Omega$, $C_f = 60\ pF$ y M = 1 variando N_s con T = 290 K. **Fuente:** [14]



(a) $N_s = 12$ (b) $N_s = 12$

Figura 2.21 Simulaciones de la salida del amplificador con modelo del ruido térmico más el ruido oscuro con $R_f = 100k\Omega$, $C_f = 60pF$ y M = 1 variando N_s. **Fuente:** Elaboración propia

Para valores de resistencia y capacitancia $R_f = 100k\Omega$, $C_f = 60pF$ y con las mismas condiciones ocurre un fenómeno similar. Incluso para $N_s = 1$, no es posible visualizar la señal debido al ruido oscuro que domina por completo. Para valores superiores de N_s tampoco se distingue la señal deseada debido al ruido oscuro de los otros SiPM que aumentan aún más el nivel del ruido oscuro como se muestra en la figura 2.20.

Con las simulaciones de la amplificación y del ruido oscuro se constata que con los valores de resistencia y capacitancia citados en i) y ii), M = 1, y con varios SiPM en

paralelos N_s a temperatura de 290 K (16.85 C°) se complica distinguir la señal debido a la superposición del ruido oscuro de los SiPM, la dificultad aumenta en función al número de N_s.

Al modificar la temperatura a 80 K (-193.15 C°), y utilizando las condiciones de V_{ov}, ganancia del SiPM y conteo oscuro medidas por Y. Sun y J. Maricic[17]; se observa en la figura 2.21 que, a temperaturas criogénicas el valor del conteo oscuro disminuye considerablemente, por tanto, el aporte de cada SiPM en paralelo es muy bajo. De tal modo que a la mencionada temperatura se consigue distinguir la señal.

2.5.3 Simulación de la relación señal ruido SNR para valores de realimentación

Para la obtención de los valores óptimos de resistencia y capacitancia de realimentación, se simuló la relación señal-ruido SNR con valores diferentes de capacitancias y resistencias.

En la figura 2.22 se muestran los puntos simulados de la relación señal-ruido para N_s = 12, V_{Bias} = 30.5 V, con C_f = 30 pF a 80 K, que se ajustan mediante la curva $ax^b + c$. Se observa que el SNR tiende a 15.12 dB con el aumento de la resistencia R_f, por lo que el valor óptimo de resistencia sería aproximadamente igual a 300 $k\Omega$ usando el valor de C_f = 30 pF, para la capacitancia. De esta manera, se obtiene un SNR de 14.97 dB.

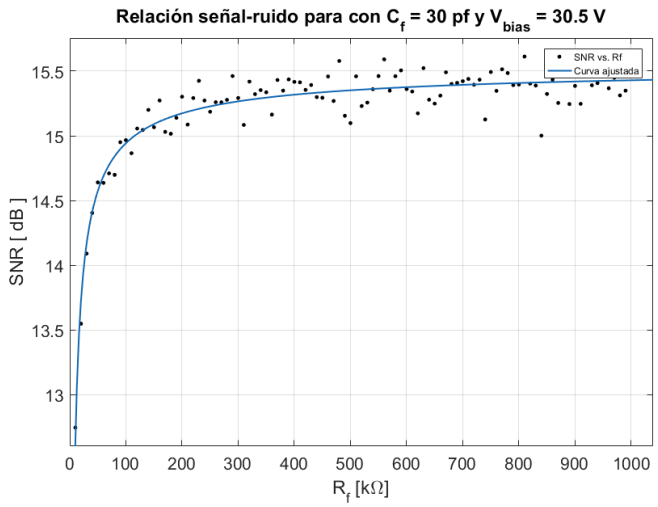


Figura 2.22 Simulaciones de la relación señal ruido SNR para C_f = 30pF, N_s = 12, V_{Bias} = 30.5V a temperaturas criogénicas (80 K) variando el valor de R_f y M = 1. **Fuente:** [14]

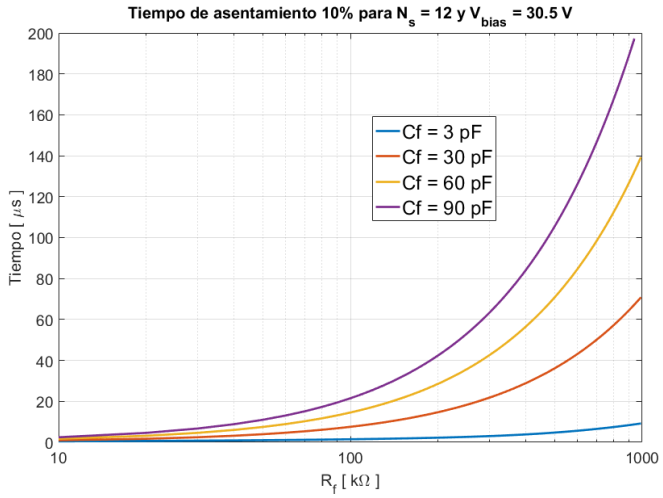


Figura 2.23 Simulación del tiempo de asentamiento de 10 % para valores diferentes C_f, R_f, V_{Bias} = 30V a 80K con N_s = 12 y M = 1. **Fuente:** [14]

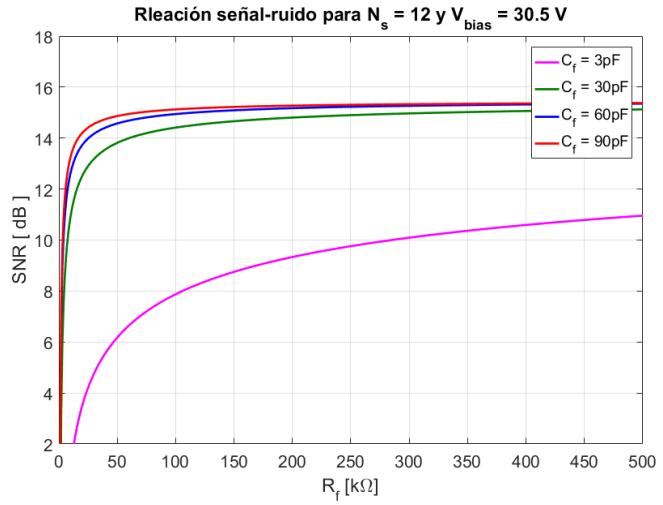


Figura 2.24 Simulación de la relación señal ruido SNR para diferentes valores de C_f y R_f y V_{Bias} = 30.5 V a 80 K con N_s = 12 y M = 1. **Fuente:** [14]

A través de la figura 2.24 se constata que el valor óptimo de resistencia seria aproximadamente R_f = 100 $k\Omega$, y capacitancia C_f = 60 pF para V_{Bias} = 30.5 V, N_s = 12 a temperaturas criogénicas (80 K), con lo cual se tiende a un SNR de 14.94 dB.

Para la elección de los componentes de la realimentación, se consideró además el tiempo de asentamiento. En la figura 2.23 se muestran las curvas de tiempo de asentamiento con el criterio del 10%, variando lo valores de capacitancia C_f, resistencia R_f y V_{Bias} = 30.5 V a la temperatura de 80 K con N_s = 12. Para el valor de capacitancia C_f = 60 pF y resistencia R_f = 100 $k\Omega$, el tiempo de asentamiento es de 14 μs.

Para la elección del voltaje de polarización V_{bias}, se simularon los valores de la relación señal-ruido SNR con C_f = 60 pF, N_s = 1 y variando R_f y V_{bias} como se muestra en la figura 2.25. Se observa que para resistencias superiores a 100$k\Omega$ y a mayor V_{bias}, se tiene una mejor relación señal-ruido. Sin embargo, por las recomendaciones de las hojas de datos técnicos del SiPM, el sobrevoltaje es limitado, por lo tanto $V_{bias} <= 30.5\ V$.

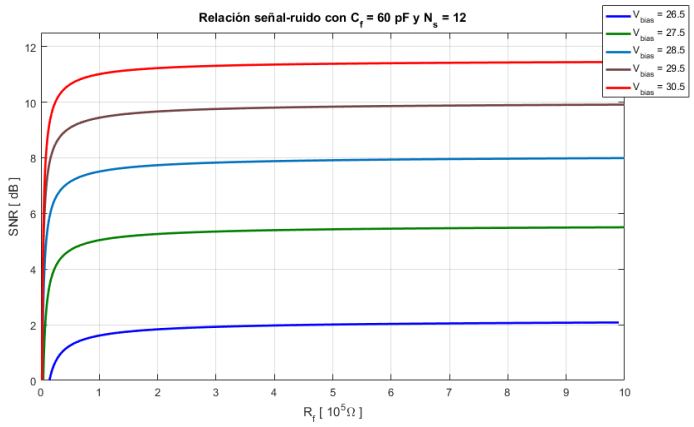


Figura 2.25 Simulación del tiempo de asentamiento de 10 % para valores diferentes C_f, R_f, V_{Bias} = 30V a 80K con N_s = 12 y M = 1. **Fuente:** [14]

CAPÍTULO 3

CONSIDERACIONES PARA EL DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA PARA EL ACTIVE GANGING DE 48 SIPMS

Para realizar el diseño de un amplificador de transimpedancia que sea capaz de obtener una respuesta ideal al realizar la amplificación de las señales, tanto para un detector, como para un *ganging* (o grilla) de 48 SiPMs, y que operen en condiciones de temperaturas criogénicas; se debe prestar particular atención en mantener la integridad de la señal mediante el cálculo de la función de transferencia de transimpedancia del amplificador para obtener la respuesta temporal y de rango dinámico deseado, y así también obtener un buen margen de relación señal ruido. La selección de los componentes capacitivos y resistivos que mantengan sus valores nominales en el rango de temperaturas criogénicas es de vital importancia para mantener estable la función de transferencia, y así, la integridad de la señal.

En el presente capítulo se detallan las consideraciones para proceso el de diseño de las diferentes versiones de los prototipos de los amplificadores de transimpedancia que fueron probados a lo largo de este Trabajo Final de Maestría, en los laboratorios de Fermilab y en el Laboratorio de Mecánica y Energía de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción, San Lorenzo, Paraguay.

3.1 Consideraciones para el amplificador de transimpedacia

Como se ha descrito en el capítulo 2, los sensores SiPMs pueden considerarse como una fuente activa de corriente en modo Geiger, que representa el disparo de una microcelda en paralelo con una impedancia de carga asociada a las celdas inactivas, como se ilustra en la figura 3.1. La impedancia de carga tiene un fuerte componente capacitivo que limita la respuesta en frecuencia de un amplificador de transimpedancia, y cuyo efecto es limitar la respuesta temporal del amplificador, aumentando el tiempo de recuperación de la señal. También es importante la contribución en el aumento del ruido térmico y ruido oscuro al aumentar el número de sensores conectados en paralelo amplificados por un mismo canal, como se ha estudiado en [14]. Todos estos efectos deben ser considerados para definir un esquema de amplificación que sea capaz de dar una respuesta ideal.

3.1.1 Efecto de la carga SiPM en la entrada de un amplificador de transimpedacia

El estudio del efecto de la carga asociada a las microceldas inactivas es importante para determinar la forma de onda de la respuesta del amplificador cuando se dispara una microcelda. Utilizando las ecuaciones 3.1, 3.2, 3.3, 3.4 y 3.5 descritas a continuación, que definen la respuesta de un amplificador de transimpedancia de primer orden en lazo abierto, como el que se ilustra en la figura 3.2, al cual se acopla N_s sensores a su entrada.

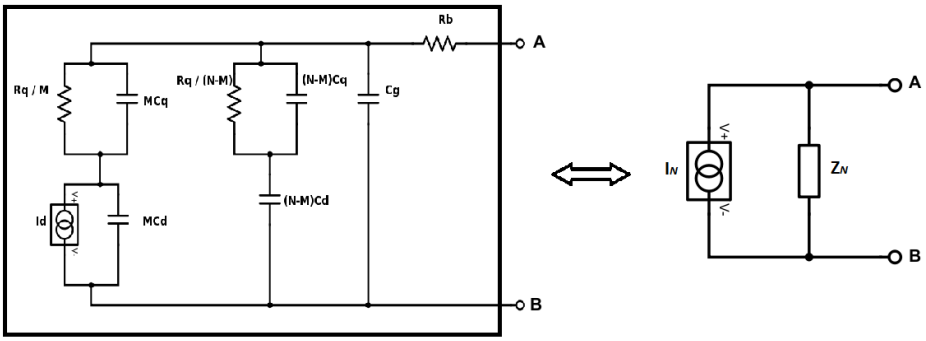


Figura 3.1 Equivalencia de Norton del modelo Corsi de un SiPM. **Fuente:** [14]

$$V_o = \frac{Rf(1 + sR_{eq}C_{eq})}{1 + sD_1 + s^2D_2 + s^3D_3} I_{sipm} \tag{3.1}$$

donde para $A_o >> 1$ y recordando que R_{eq} y C_{eq} son respectivamente, la resistencia y capacitancia equivalente de la impedancia Z_N de la figura 3.1, tenemos:

$$D_3 = \frac{R_{eq}C_{eq}R_fC_f}{GBP} \tag{3.2}$$

$$D_2 = R_{eq}C_{eq}R_fC_f + \frac{R_{eq}C_{eq}}{GBP} + \frac{R_f(C_f + N_sC_{eq})}{GBP} \tag{3.3}$$

$$D_1 = R_fC_f + R_{eq}C_{eq} + \frac{N_s\omega_oR_fC_{eq}}{GBP} + \frac{1}{GBP} \tag{3.4}$$

$$GBP = A_0\omega_o \tag{3.5}$$

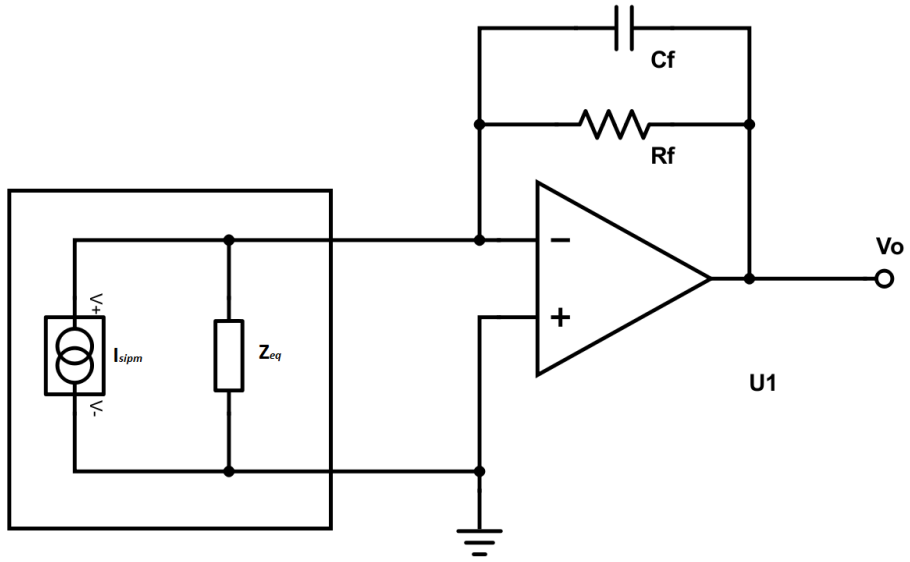


Figura 3.2 Amplificador de transimpedacia con una carga acoplada de N_s sensores. **Fuente:** Elaboración propia.

El *GBP*, o producto de la ganancia en lazo abierto del amplificador por el ancho de banda del amplificador, es un parámetro que permanece constante, y es un indicativo de la capacidad de respuesta del amplificador. Tomando las expresiones citadas en la parte superior, si $GBP \to \infty$ entonces la expresión se reduce al caso donde la frecuencia de

corte se determina solamente mediante los componentes de realimentación C_f y R_f, como se ve en la ecuación 3.6.

$$V_o = \frac{R_f}{1 + sR_fC_f} \tag{3.6}$$

Si en cambio $GBP \to 0$, entonces la salida será $V_o = 0$. Entonces es fundamental importancia que el amplificador posea el mayor *GBP* posible.

El ruido térmico a la salida del amplificador es otro parámetro importante que se ve afectado por la carga en la entrada del amplificador. Para determinar y estudiar este parámetro se toma como referencia al documento [14], donde en el capítulo 3 se exponen los parámetros y las ecuaciones que definen el ruido de salida en función a las características del amplificador. El ruido es definido por la ecuación 2.7, donde se puede observar una fuerte dependencia directa con el aumento del número N_s de SiPMs conectados a la entrada.

3.1.2 Simulación del efecto de la carga SiPM en la entrada de un amplificador de transimpedacia

Para visualizar el efecto de la carga acoplada a la entrada, se realiza una simulación en MATLAB donde se utiliza el esquema de simulación descripto en [14]. Se toma como referencia a los amplificadores $OPA847$ [] y $LMH6629$ [18], que serán utilizados en los diseños, cada uno con un GPB estimado en 3.9 Ghz y 4 Ghz, respectivamente.

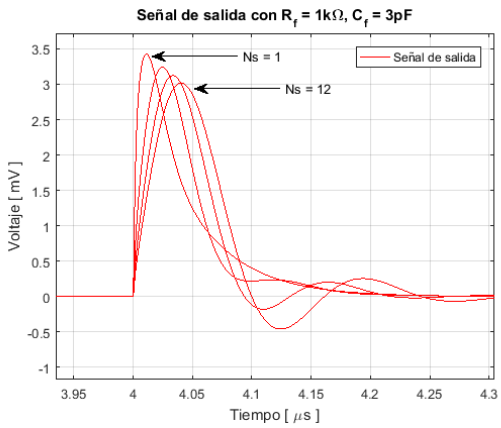


Figura 3.3 Efecto en la salida de aumentar el numero de $N_s = 1, 4, 8, 12$ SiPMs en la entrada del amplificador para $R_f = 1k\Omega$ y $C_f = 3pF$. **Fuente:** Elaboración propia.

Se realiza una primera simulación con valores de realimentación de $R_f = 1k\Omega$ y $C_f = 3pF$ para observar como responde el sistema. Estos valores se escogieron teniendo en cuenta los estudios realizados en [14] para obtener un tiempo de duración menor a 1μs.

Tabla 3.1 Parámetros del SiPM Hamamatsu S13360-6050VE

SiPM Hamamatsu S13360-6050VE N = 14336	
V_{ov}	2.5 V
R_q	400 $k\Omega$
R_b	10 Ω
C_q	10.824 fF
C_d	75.836 fF
C_g	50.7763 pF

Fuente: Elaboración propia, [9].

En la figura 3.3 se observa que al aumentar el número N_s de SiPMs en la entrada del amplificador se produce un efecto de reducción de la amplitud de la señal, además se observa el principio de una distorsión en la señal que posiblemente cause efectos oscilatorios en el momento de la implementación. La gráfica corresponde a un pulso de 1 P.E.. Si se continúa aumentando el número de SiPMs se observa un deterioro muy grave en la integridad de la señal hasta el punto en el cual sería imposible obtener una respuesta estable del circuito.

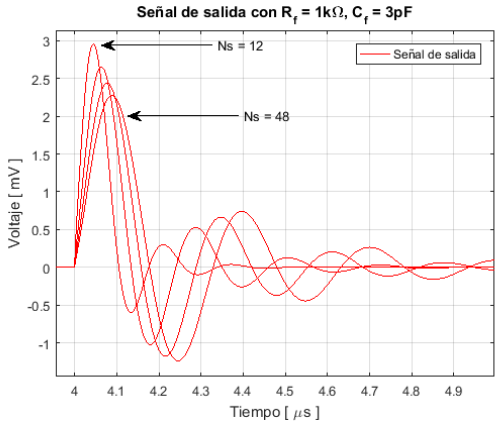
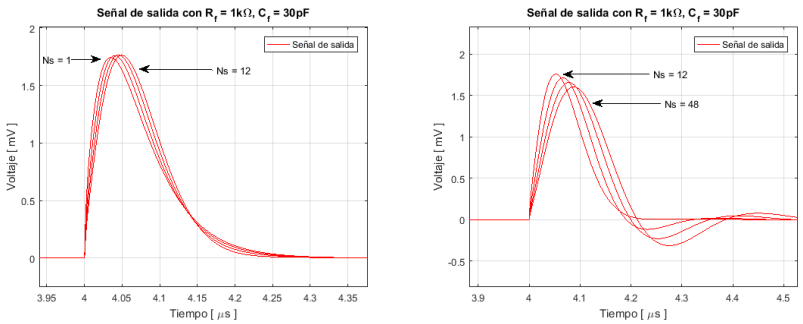


Figura 3.4 Efecto en la salida de aumentar el numero de $N_s = 12, 24, 36, 48$ SiPMs en la entrada del amplificador para $R_f = 1k\Omega$ y $C_f = 3pF$. **Fuente:** Elaboración propia.

La figura 3.4 ilustra las señales cuando se simula un aumento de 12, 24, 36 y 48 SiPMs en la entrada del amplificador. Se puede observar que continúa la disminución paulatina de la amplitud de la señal y se produce un aumento progresivo del sobre pico negativo de la respuesta del disparo de la microcelda. Este sobre pico negativo producirá oscilaciones sostenidas si se considera el ruido en la entrada, por lo cual no es posible implementar este esquema para números Ns por encima de 12 con valores de $R_f = 1k\Omega$ y $C_f = 3pF$.

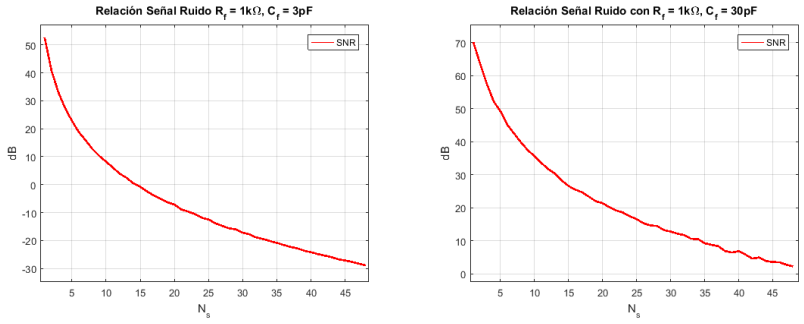
Incrementando el valor de C_f a $30pF$ se logra mejorar la respuesta teórica del amplificador. La figura 3.5(a) muestra una mejora con $N_s <= 12$ en comparación con la respuesta que se visualiza en la figura 3.3, y una mejoría notable cuando se eleva el número N_s hasta 48 cuando se comparan las figuras 3.4 y 3.5(b). En la práctica, no es posible incrementar indiscriminadamente el capacitor C_f como verá más adelante.



(a) (b)

Figura 3.5 Efecto en la salida de aumentar el numero de $N_s = 12, 24, 36, 48$ SiPMs en la entrada del amplificador para $R_f = 1k\Omega$ y $C_f = 30pF$. a) $N_s = 1, 4, 8, 12$. b) $N_s = 12, 24, 36, 48$. **Fuente:** Elaboración propia.

Para analizar el efecto de incrementar el número de SiPMS N_s sobre la relación señal-ruido o SNR en la salida, se utiliza la misma metodología que en [14]. La figura 3.6 presenta curvas donde se ilustra como el SNR decrece con el aumento de N_s, parte (a) corresponde a $C_f = 3pF$ donde se observa un deterioro notable por encima de los 10 SiPMs, región donde el SNR se vuelve negativo, lo significa una saturación total de ruido térmico en el canal. Por otro lado, la parte (b) corresponde a un valor de $C_f = 30pF$, donde el SNR presenta excelente comportamiento hasta los 35 SiPMs, a partir del cual empieza a saturar el canal.



(a) (b)

Figura 3.6 Relación señal ruido de la salida del amplificador para $R_f = 1k\Omega$, (a) $C_f = 3pF$ y (b) $C_f = 30pF$. **Fuente:** Elaboración propia.

Gracias a las simulaciones realizadas se puede notar que no sería posible realizar el *active ganging* de 48 SiPMs con un solo amplificador. Para cumplir con los objetivos de SNR, rango dinámico y respuesta transitoria es necesario optar por una configuración de múltiples etapas que logre dividir la carga capacitiva de los SiPMs que afecta el desempeño del amplificador.

Por último, se hace notar que el SiPM simulado es el Hamamatsu S13360-6050VE, cuyos valores de los parámetros del modelo Corsi se detallan en la tabla 3.1. Estos parámetros fueron proveídos por gentileza del profesor Vishnu V. Zutshi, del Departamento de Física de la Northern Illinois University y fueron verificados experimentalmente en el Laboratorio de Mecánica y Energía con la ayuda del Ing. Carlos Montiel y el Ing. Diego Aranda.

3.2 Fraccionamiento de la carga de los SiPMs

De acuerdo con lo expuesto en la sección anterior, podemos concluir que para obtener una buena respuesta a la salida del amplificador, debemos limitar la cantidad de sensores conectados en la entrada. El inconveniente radica en que este número es mucho menor al objetivo de amplificar $N_s = 48$, ya que el fraccionamiento se debe realizar teniendo en cuenta ciertas restricciones. La primera restricción es una restricción de componentes, lo cual implica que a un mayor fraccionamiento, se necesitarán más componentes, lo cual a su vez aumenta el costo final de fabricación y la potencia consumida por el amplificador. La segunda restricción es una restricción de simetría, que implica que el fraccionamiento se debe realizar de forma tal que la respuesta de cada grupo sea la misma. Esto se logra realizando el fraccionamiento en grupos con valor de N_s igual fracciones de 48

en potencias de 2, esto es, $N_s = 48, 24, 12, 6, 3$. La tercera y última restricción es una restricción de espacio, refiriéndose a que existe un límite de componentes que se puede colocar en una determinada área de placa, la cual estará limitada por la dimensiones mecánicas del experimento. Se propone entonces fraccionar la carga de los SiPMs en 4 grupos, cada uno amplificando $N_s = 12$ SiPM donde ya se tienen en cuenta las limitaciones citadas anteriormente.

3.2.1 Respuesta del amplificador con N_s = 12

Considerando la elección de fraccionar el amplificador en 4 grupos de 12 SiPMs, cabe entonces estudiar la respuesta transitoria de cada grupo. Para esto, se fija el número $N_s = 12$ y se varían los valores de los componentes de realimentación. El objetivo de este análisis es determinar los posibles valores para iniciar el proceso iterativo de diseño y posteriores pruebas experimentales.

La figura 3.7 muestra el efecto de variar el valor de C_f desde $3pF$ hasta $30pF$ en pasos de $3pF$, dejando fijo el valor de $R_f = 1k\Omega$. Se observa que el comportamiento transitorio para bajos valores de C_f posee un comportamiento oscilatorio con el disparo de una microcelda. A medida que se va aumentando el valor C_f la respuesta transitoria es amortiguada progresivamente, disminuyendo la amplitud y el tiempo de duración de la señal. Por otra parte, se puede dejar fijo el valor de C_f y variar el de la resistencia de realimentación R_f que fija la ganancia de transimpedancia del amplificador.

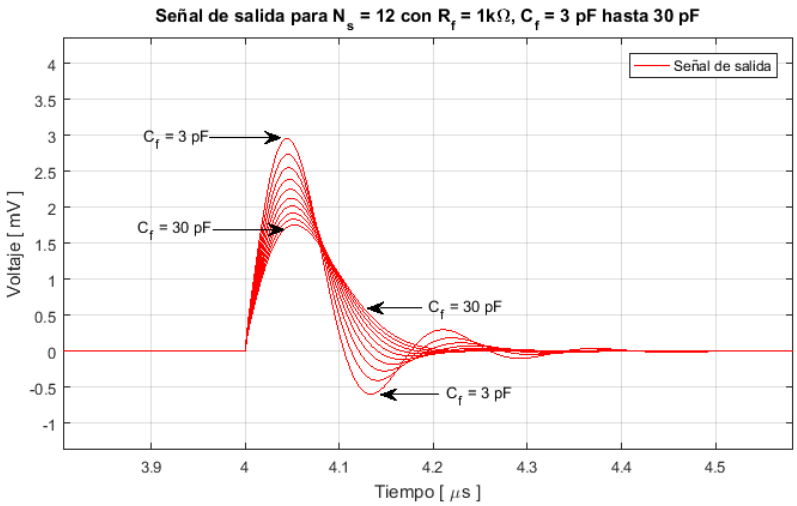
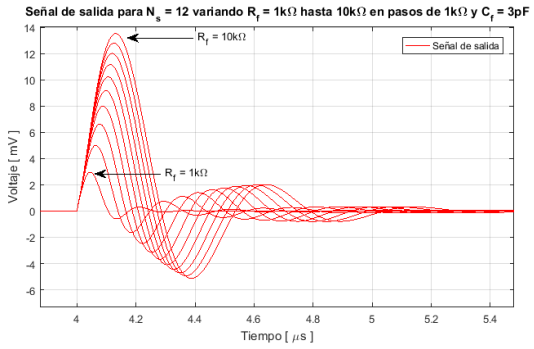
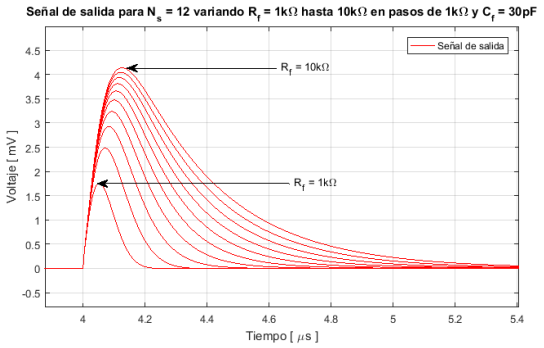


Figura 3.7 Efecto de la variación de C_f desde $3pF$ hasta $30pF$ en la señal de salida. **Fuente:** Elaboración propia.

En la figuras 3.8(a) y 3.8(b) se dejan fijos los valores de $C_f = 3pF$ y $C_f = 30pF$ respectivamente, variando el valor de R_f desde $1k\Omega$ hasta $10k\Omega$ en pasos de $1k\Omega$. Se observa que la ganancia de transimpedancia aumenta progresivamente para valores mayores de R_f, pero este aumento tiene un límite efectivo. Si se observa con detenimiento ambas figuras y se centra la atención en el valor de la amplitud de cada señal, se observa que la amplitud no aumenta de forma lineal sino más bien tiende hacia un valor asintótico. Este efecto se evidencia mejor cuando se deja fijo el valor de $C_f = 30pF$ en la figura 3.8(b).



(a)



(b)

Figura 3.8 Efecto de variar la resistencia de $R_f = 1k\Omega$ hasta $R_f = 10k\Omega$, (a) $C_f = 3pF$ y (b) $C_f = 30pF$. **Fuente:** Elaboración propia.

Las figuras 3.8(a) y 3.8(b) también evidencian un incremento en el tiempo de duración de la respuesta transitoria de la salida del amplificador. Este efecto se debe a que el ancho de banda del amplificador se ve reducido por el incremento del valor de R_f, afectando en mayor medida al producto de la ganancia por el ancho de banda del amplificador que cuando se aumenta el valor de C_f en la misma proporción. A partir de este análisis, se puede argumentar que no es beneficioso aumentar de forma considerable el valor de R_f.

Finalmente, se debe analizar el efecto de la variación de los componentes de la realimentación sobre la relación señal-ruido atendiendo el análisis previo. En la figura 3.9 se ilustra el valor del SNR cuando se deja fijo el valor de $R_f = 1k\Omega$ y se varia el valor de C_f. Se observa que a medida que se incrementa el valor de C_f el valor del SNR va en aumento con una paulatina y asintótica disminución en el incremento. Este comportamiento implica que no es beneficioso seguir aumentando el valor de la capacitancia por encima de los $40pF$, debido a que el ancho de banda del amplificador se verá disminuido en la medida que el valor aumenta, implicando tiempos de subida y de duración progresivamente mayores para incrementos pequeños en el SNR.

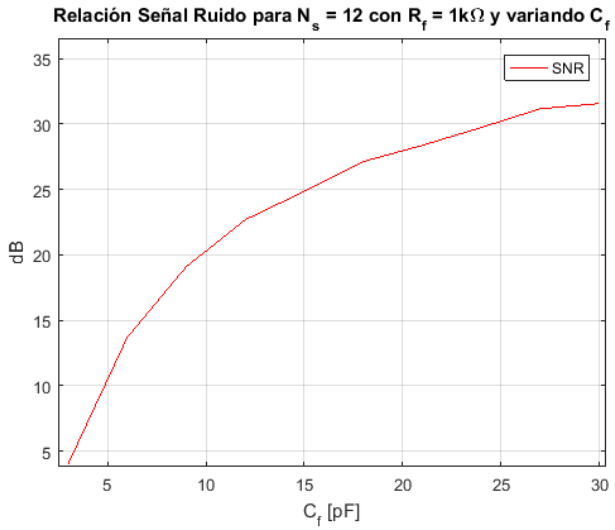


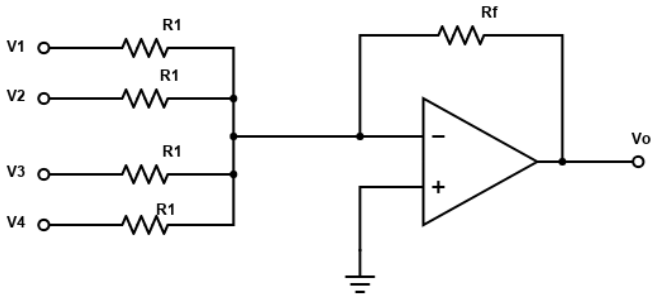
Figura 3.9 Efecto de la variación de C_f desde $3pF$ hasta $30pF$ con $Rf = 1k\Omega$ fijo en la relación señal ruido de salida. **Fuente:** Elaboración propia.

Teniendo en cuenta lo expuesto, se puede decir que los valores óptimos de realimenatación para realizar la amplificación de $N_s = 12$ SiPMs para R_f se encuentran en la vecindad de $1k\Omega$ y para C_f en el rango de los pocos pF hasta alrededor de $40pF$. Este rango de valores permite empezar el diseño de tal forma a ir iterando y ajustando los valores de la realimentación para obtener una respuesta que se considere aceptable.

3.2.2 Amplificador sumador

Al fraccionar la carga entre 4 amplificadores podemos obtener una mejora en la respuesta transitoria de la señal amplificada como se expuso anteriormente. Por otra parte, el

fraccionamiento genera un problema esencial que básicamente es integrar las señales de estos amplificadores sobre un mismo canal. Lo que se desea lograr es que cada etapa sea *sumada* sobre un mismo canal idealmente manteniendo la integridad de la señal, esto es, sin introducir una distorsión extra y sin agregar ruido extra a la señal. Demás esta decir que obtener semejante respuesta es imposible desde el punto de vista de la implementación, pero es posible optimizar esta etapa sumadora para que se aproxime al caso ideal.



”

Figura 3.10 Amplificador sumador ideal. **Fuente:** Elaboración propia.

Se considera entonces el amplificador sumador ideal ilustrado en la figura 3.10. Se puede obtener fácilmente la expresión que relaciona la entrada con la salida.

$$V_o = -R_f(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \frac{V_4}{R_4}) \tag{3.7}$$

si $R = R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_f$, entonces:

$$V_o = -(V1 + V2 + V3 + V4) \tag{3.8}$$

Según la ecuación 3.8, la señal de salida de los cuatro canales se suma a la salida sin ninguna distorsión. En el caso del ruido de la salida, se puede verificar que se sumará cuadráticamente a la salida.

$$\sigma_o = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2 + \sigma_4^2} \tag{3.9}$$

si se considera la simetría en la figura de ruido de las etapas anteriores, es decir, $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \sigma_3^2 = \sigma_4^2 = \sigma^2$, se tiene que la figura de ruido a la salida es:

$$\sigma_o = 2\sigma \tag{3.10}$$

Para la implementación de la etapa sumadora, se debe considerar un amplificador de ancho banda finito que posea un función de transferencia de lazo abierto similar a la etapa de amplificación de los SiPMs con un $GBP = A_o\omega_o$ específico.

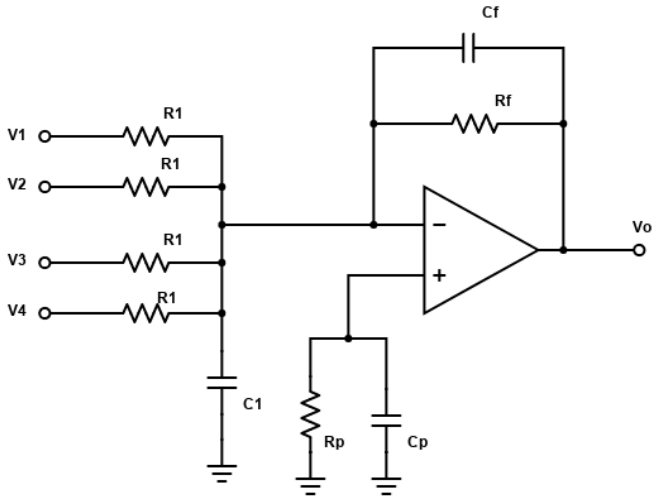


Figura 3.11 Amplificador sumador de ancho de banda finito. **Fuente:** Elaboración propia.

La función de transferencia de la etapa sumadora de la figura 3.11 es:

$$Vo(s) = \sum_{i=1}^{4} \frac{-R_f}{G_2 s^2 + G_1 s + G_0} Vi(s) \tag{3.11}$$

donde si $A_o >> 1$, se tiene:

$$G_2 = \frac{R_1 R_f (C_1 + C_f)}{GBP}$$

$$G_1 = R_1 R_f C_f + \frac{R_1 + 4R_f + R_1 R_f C_1 \omega_o}{GBP}$$

$$G_0 = R_1 + \frac{4R_f \omega_o}{GBP}$$

También es importante colocar una resistencia a tierra en la entrada no inversora del amplificador de modo a cancelar los efectos de la corriente de entrada de offset de la entrada inversora. Un capacitor C_p se coloca en paralelo para limitar el ruido térmico

causado por el amplificador, usualmente en el orden de los cientos de nF. El valor de R_p esta dado por la ecuación 3.12.

$$R_p = \frac{R_1 R_f}{R_1 + 4R_f} \tag{3.12}$$

Se ha mostrado que en el caso ideal, el ruido a la salida del amplificador sumador es el doble del ruido de una de las etapas de transimpedancia amplificando N_s SiPM. Se puede mejorar la figura de ruido limitando el ancho de banda del amplificador colocando los capacitores C_1 y C_f. Si se centra la atención en la ecuación 3.11, se puede observar que posee una respuesta de segundo orden, lo cual significa que atenúa la señales por encima de la frecuencia de corte a razón de $\frac{40dB}{dec}$. Esto implica que el ruido proveniente de la etapa anterior se verá reducido en sus componentes que estén por encima de esta frecuencia. La frecuencia de corte ω_o puede ser aproximado por la relación 3.13.

$$\omega_o \approx \sqrt{\frac{GBP}{R_f(C_1 + C_f)}} \tag{3.13}$$

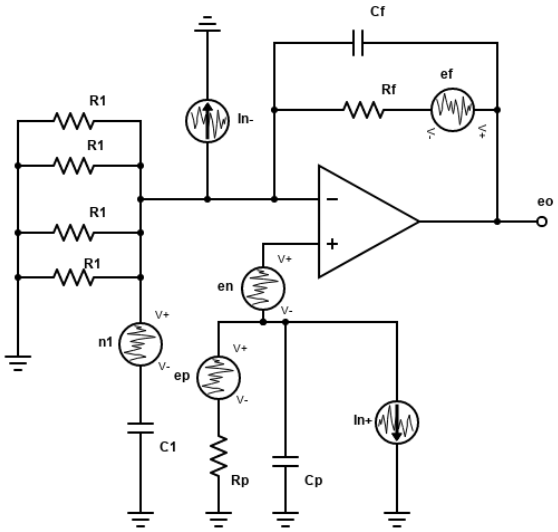


Figura 3.12 Fuentes de ruido del amplificador sumador. **Fuente:** Elaboración propia.

En la figura 3.12 se ilustran las fuentes de ruido para el amplificador sumador. El ruido a la salida del amplificador puede determinarse mediante la función de transferencia en la ecuación

$$e_o = \frac{R_1 + 4R_f + sR_1R_f(C_1 + C_f)}{R_1 + sR_1R_fC_f} e_{n-} + e_f + \frac{R_f}{1 + sR_fC_f} I_{n-} \tag{3.14}$$

donde

$$e_{n-} = \sqrt{e_n^2 + e_p^2 + kTR_1}$$

$$e_p = \sqrt{\frac{kT}{C_p} + \frac{I_{n+}}{4C_p}}$$

$$e_f = \sqrt{\frac{kT}{C_f}}$$

siendo k la constante de Boltzman y T la temperatura en Kelvin. Los parámetros e_n, I_{n-} e I_{n+} pueden obtenerse de las curvas espectrales de ruido en las hojas de datos técnicos de los amplificadores como se describe en [14], capítulo 3.

3.2.3 Filtro paso bajos

Para aumentar la relación señal-ruido o SNR, se propone como una tercera y última etapa un filtro paso bajos en topología de realimentación múltiple, como se observa en la figura 3.13.

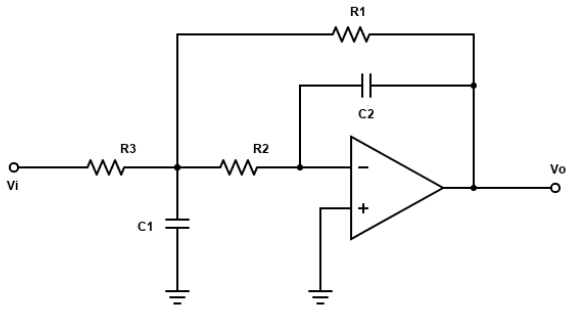


Figura 3.13 Filtro paso bajos de realimentación múltiple. **Fuente:** Elaboración propia.

Las expresiones que relacionan la entrada con la salida y las figuras de ruido pueden ser obtenidas consultando la referencia [19]. En este caso, no se considerará la figura de ruido puesto que se desea saber si el filtro ideal mejoraría la respuesta del amplificador sumador. La función de transferencia está dada por la ecuación 3.15.

$$Vo = \frac{-1}{C_1 C_2 R_2 R_3}\left(\frac{1}{s^2 + sF_1 + F_2}\right) \tag{3.15}$$

donde

$$F_1 = \frac{1}{C_1 R_2 R_3}\left(R_3 + R_2\left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right)\right)$$

$$F_2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

La ganancia esta dada por la ecuación y la frecuencia de corte por la ecuación

$$A_o = -\frac{R_1}{R_3} \tag{3.16}$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \tag{3.17}$$

3.3 Esquema del amplificador y simulaciones

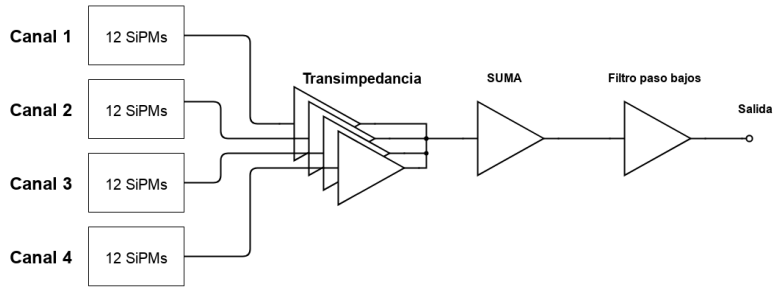
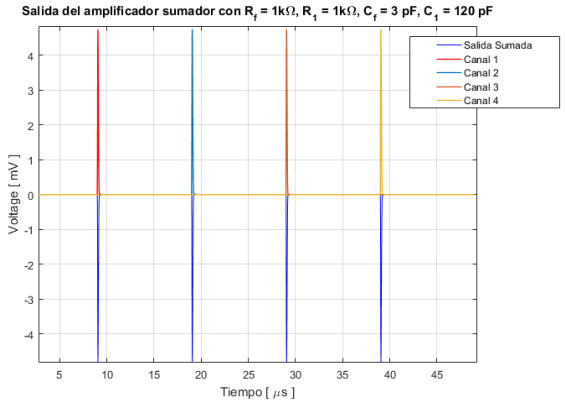
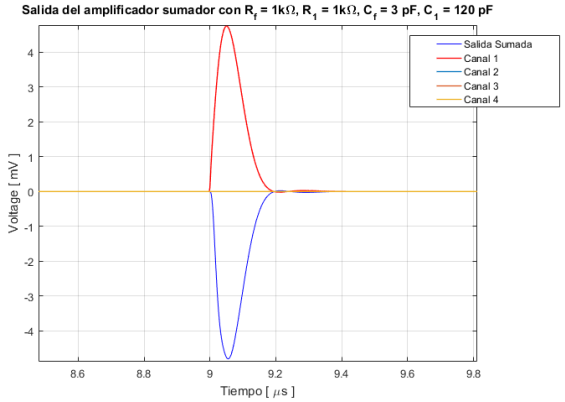


Figura 3.14 Esquema de las múltiples etapas del amplificador de transimpedancia. **Fuente:** Elaboración propia.

El esquema de la amplificación propuesto se muestra en la figura 3.14. Los 4 canales, cada uno amplificando $N_s = 12$ SiPMs, son sumados por la etapa sumadora y luego el exceso de ruido es filtrado por el filtro paso bajos.



(a)



(b)

Figura 3.15 Señal de salida del amplificador sumador a) Vista de los 4 canales b) Canal 1 ampliado. **Fuente:** Elaboración propia.

Para observar el efecto de las etapas de suma y de filtrado, se realizan simulaciones de la misma forma que en las secciones anteriores para la etapa de transimpedancia. La figura 3.15(a) muestra las salida del amplificador sumador cuando los 4 canales se disparan en intervalos de tiempo de 10 μs de separación. Se puede observar que las señales son efectivamente sumadas a la salida del amplificador manteniendo casi de forma integra la señal de entrada como se observa en la figura 3.15(b), la cual es la señal del canal 1 magnificada de la figura 3.15(a). Se hace notar que para realizar la simulación se escogió el amplificador OPA847 con $R_f = 1k\Omega$, $R_1 = 1k\Omega$, $C_1 = 120pF$, y $C_f = 3pF$ para el amplificador sumador. Cabe notar que se simularon los valores de la capacitancia C_f de 3 a 30 pF y no se observa diferencia significativa con la respuesta de salida.

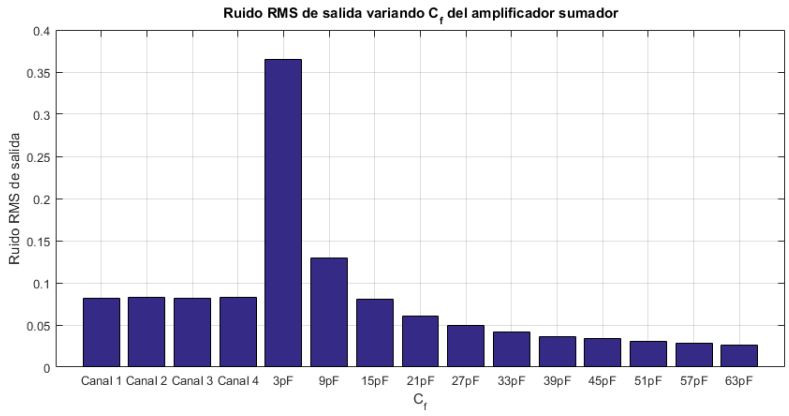
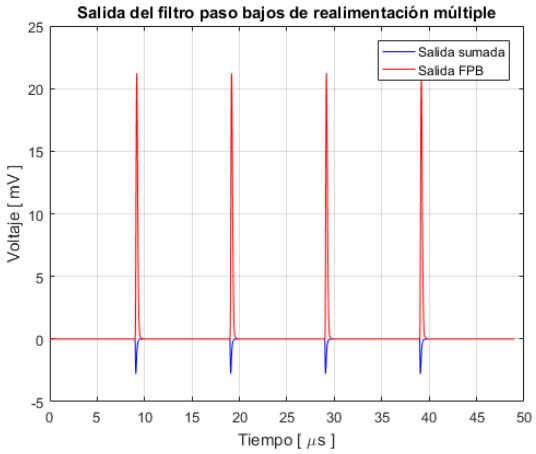


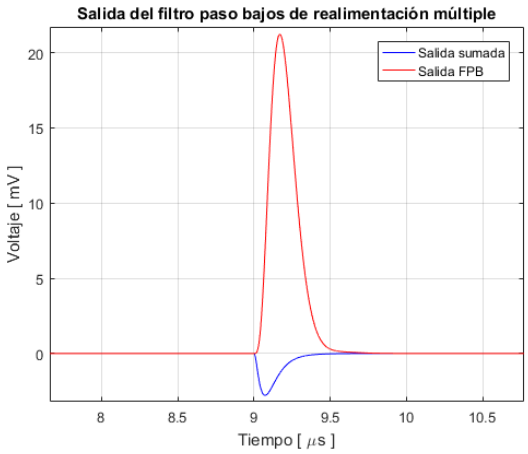
Figura 3.16 Ruido RMS en la salida del amplificador sumador en función C_f. Las primeras cuatro barras corresponden al ruido de entrada de canal de amplificación. **Fuente:** Elaboración propia.

En la figura 3.16 se observa que el ruido de salida empieza a ser menor que el ruido de entrada cuando el valor de $C_f > 15pF$. En las primeras cuatro barras de la figura se ilustran los ruidos RMS de los canales 1, 2, 3 y 4 que teóricamente poseen el mismo valor. A partir de la quinta barra se ilustra el ruido RMS de salida sumada para un valor de $C_f = 3pF$ y en adelante se muestran las barras con un incremento de 6 pF sucesivamente. Se hace notar también que el valor de reducción del ruido se hace insignificante para valores por encima de $30pF$.

Por último, se simuló el filtro paso bajos para valores de $R_1 = 26.7\Omega$, $R_2 = 44.2\Omega$, $R_3 = 267\Omega$, $C_1 = 2.2nF$ y $C_2 = 100pF$ de la ecuación 3.15, mediante los cuales se obtiene una frecuencia de corte de aproximadamente $3.12Mhz$ y una ganancia de -10 V/V. En la figura 3.17 (a) se ilustra la salida del filtro paso bajos simulado con el disparo de los 4 canales, donde se puede observar que la señal fue incrementada en amplitud aproximadamente por el factor de ganancia, mientras que en (b) se puede observar que la duración del pulso se ve incrementada. Esto implica que se están filtrando componentes de la señal amplificada por la etapa sumadora, pero aún así, la señal cumple con el requisito temporal de ser menor a 1μs. Es posible entonces incrementar la frecuencia de corte por encima del valor simulado para conservar los componentes frecuenciales de la señal. Por otra parte, aumentar el ancho de banda implica que mayor ruido de alta frecuencia se filtrará a la salida a través del filtro paso bajos.



(a)



(b)

Figura 3.17 Señal de salida del filtro paso bajos a) Vista de los 4 canales b) Canal 1 ampliado.
Fuente: Elaboración propia.

En la figura 3.18 se puede observar que el valor del ruido RMS de salida de la etapa del filtro paso bajos es superior a los valores de ruido RMS mostrados la figura 3.16 que corresponden a la etapa anterior. Se debe tener en cuenta que existe un factor de amplificación de 10 veces entre ambas figuras, lo que implica que gran parte de los componentes espectrales del ruido fueron atenuados favoreciendo en gran medida a aumentar el SNR o relación señal-ruido.

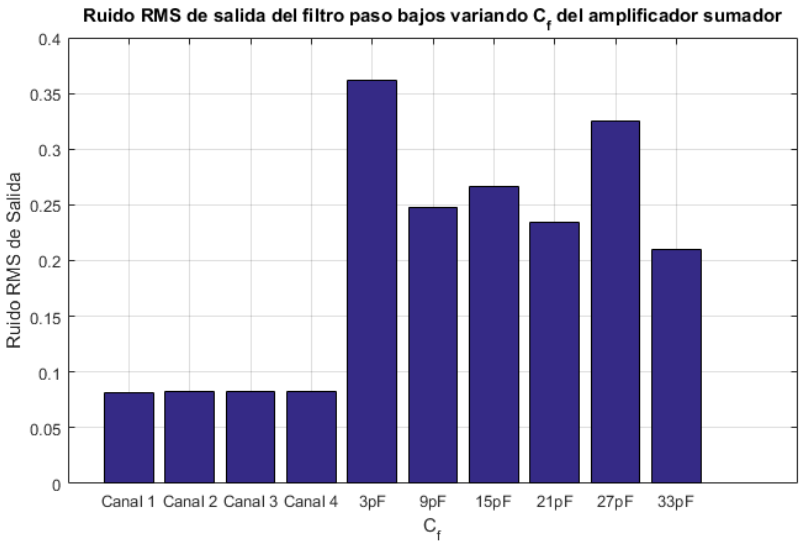


Figura 3.18 Ruido RMS en la salida del filtro paso bajos en función C_f del amplificador sumador. Las primeras cuatro barras corresponden al ruido de entrada de canal de amplificación. **Fuente:** Elaboración propia.

3.4 Conclusiones del capítulo

En el presente capítulo se han mostrado las consideraciones para el diseño del amplificador de transimpedancia para 48 SiPMs a través de un canal. Debido al efecto de la gran carga capacitiva que se acumula en la entrada sobre el amplificador, se ha optado por fraccionar la carga capacitiva en 4 grupos o canales de 12 SiPMs, cada uno amplificado por un amplificador de transimpededancia. De modo a reagrupar las señales de cada canal sobre un canal único, se utiliza un amplificador sumador diseñado de forma a mantener la integridad de la señal y contener el ruido a su salida. Por último, se agrega un filtro paso bajos de modo a incrementar la relación señal-ruido.

Se ha demostrado que existe un rango de valores que optimizan el funcionamiento del amplificador. Para la primera etapa de transimpedancia, encargada de amplificar los SiPMs, el valor del componente de realimentación R_f debe estar cerca del valor de $1k\Omega$, de forma a minimizar el tiempo de duración; y el capacitor C_f no debe superar los $40pF$ debido a que produce un recorte del ancho de banda que afecta en gran medida a la señal de salida, además de no producir ningún efecto beneficioso sobre la relación señal-ruido o SNR.

Se ha estudiado la etapa sumadora, donde se pueden elegir los componentes de tal forma a contrarrestar el ruido térmico de entrada sumado por las etapas anteriores hasta el punto de lograr una atenuación de las figuras de ruido. Se ha mostrado que elegir un capacitor de realimentación en el rango adecuado permite mantener la integridad de la señal y reducir el ruido.

Por último, se ha probado que agregar una tercera etapa puede ayudar a incrementar el SNR sin afectar a la integridad de la señal, permitiendo obtener una señal que cumpla con las características temporales requeridas.

CAPÍTULO 4

IMPLEMENTACIÓN DE LOS PROTOTIPOS Y PRUEBAS EN FERMILAB

En este capítulo se presenta la implementación del amplificador que se ha diseñado teniendo en cuenta las consideraciones expuestas en el capítulo anterior. En orden cronológico se han fabricado dos prototipos: el primero (**prototipo 1**) se diseñó y fabricó usando el amplificador LMH6629; el segundo (**prototipo 2**) fue diseñado en base al **prototipo 1**, con modificaciones desarrolladas en base a las experiencias obtenidas durante las pruebas del primer prototipo y usando el amplificador OPA847. Los diseños, desarrollos y pruebas fueron realizados durante una estancia de tres meses en los laboratorios del Centro de Computación Feyman (FCC) y el laboratorio del Proton Assembly Building (PAB) del Fermilab, bajo la supervisión del Dr. Gustavo Cancelo.

4.1 Implementación del prototipo 1 del amplificador basado en el LMH6629

El **prototipo 1** del amplificador fue diseñado siguiendo el esquema de la figura 3.14. La primera etapa y la etapa sumadora se basan en el amplificador LMH6629, mientras que para la etapa del filtro paso bajos se utiliza el amplificador diferencial LMH6554. La

elección de estos componentes responde a las prestaciones de bajo ruido y gran GBP, con la modificación de la etapa final de una señal unipolar a una señal diferencial. Los componentes resistivos que se seleccionaron son todos de tipo película fina o *Thin Film* de empaquetado 0603, y los componentes capacitivos son cerámicos con coeficiente de temperatura $C0G/NP0$ y de tantalio sólido. De igual manera que para la selección de los amplificadores, el estudio para la selección de componentes pasivos ha sido realizado en trabajos anteriores [14], donde se ha determinado que estos tipos de componentes son los que poseen menor variabilidad de su valor nominal a temperaturas criogénicas.

4.1.1 Diagramas esquemáticos

A continuación se presentan los diagramas esquemáticos para las tres etapas que componen el amplificador **prototipo 1**. En la figura 4.1 se ilustra el diagrama esquemático del canal 1 de la etapa de transimpedacia. Se puede notar que en este diseño se incorporan varios elementos que permiten cambiar la topología de transimpedancia a amplificador de carga. Estos componentes son las resistencias $R1$ y $R36$ y el capacitor $C4$. De modo a operar como transimpedancia, se debe dejar en corto $R36$ y dejar en abierto $R1$, y para operar como amplificador de carga se debe colocar la resistencia $R1$ y el capacitor $C4$ dejando en abierto la resistencia $R36$. La configuración de amplificador de carga fue una topología que se estudió previamente a este trabajo de maestría y cuyo análisis esta fuera del alcance de este trabajo.

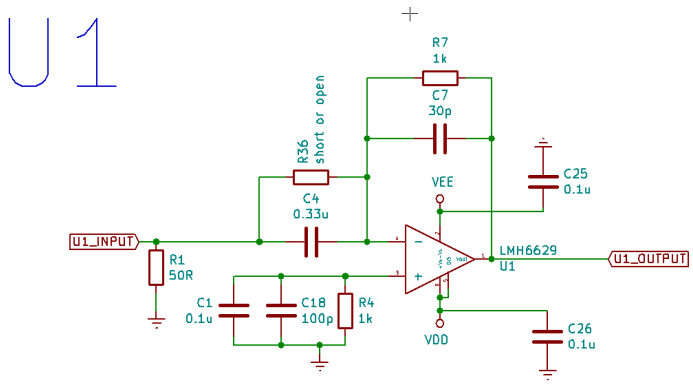


Figura 4.1 Diagrama esquemático de la etapa de transimpedacia del **prototipo 1**. **Fuente:** Elaboración propia.

Se escogieron los valores para el lazo de realimentación $R7 = 1k\Omega$ y $C7 = 30pF$ que permiten una respuesta de bajo ruido térmico según lo estudiado anteriormente. De modo a cancelar las corrientes de entrada de offset en la entrada no inversora, se coloca la resistencia $R4 = R7$ en paralelo a los capacitores cerámicos $C18 = 100pF$ de tamaño 0603, y $C1 = 0.1\ \mu F$ de tamaño 1206. Finalmente se colocan los capacitores cerámicos de *bypass* $C25 = C26 = 0.1\mu F$.

Los diagramas esquemáticos de los otros tres amplificadores U2 a U4 son idénticos a U1 de la figura 4.1 de modo a mantener las mismas propiedades en cada canal siguiendo la linea de argumentación del capítulo 3.

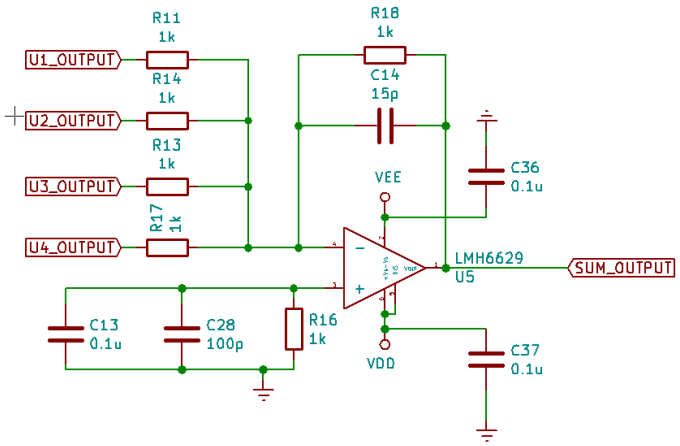


Figura 4.2 Diagrama esquemático de la etapa sumadora del **prototipo 1**. **Fuente:** Elaboración propia.

En la figura 4.2 se muestra el diagrama esquemático de la etapa sumadora que posee componentes análogos a la etapa anterior, con la salvedad de las 4 resistencias de entrada que fijan la ganancia unitaria de sumatoria de 0 dB y el capacitor $C14 = 15pF$.

La figura 4.3 muestra el amplificador filtro paso bajos diferencial basado en el LMH6554. El amplificador de la figura 3.13 puede ser transformado en diferencial simplemente espejando los componentes de la entrada inversora a la entrada no inversora, y realizando la realimentación de la misma manera teniendo en cuenta que la salida OUT+ se realimenta a IN- y la salida OUT- se realimenta a IN+, como se muestra en la figura. Se hace notar que el pin FB- y FB+ están conectados a OUT- y OUT+ respectivamente[20].

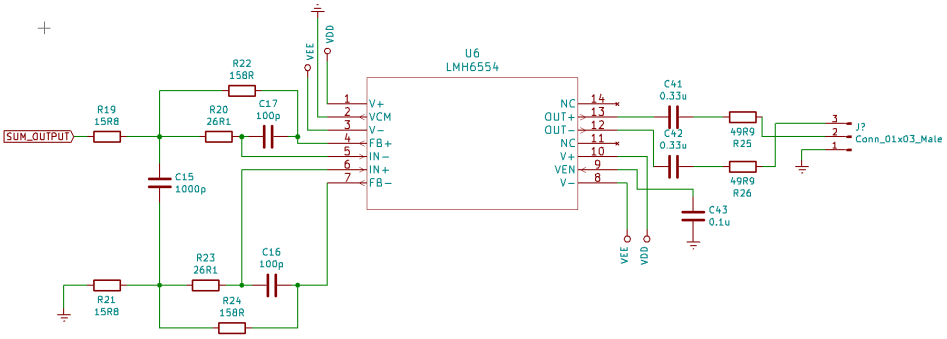


Figura 4.3 Diagrama esquemático de la etapa de filtro paso bajos diferencial del **prototipo 1**. **Fuente:** Elaboración propia.

Haciendo referencia a las ecuaciones 3.16 y 3.17 donde $R_1 = R22 = R24 = 150\Omega$, $R_2 = R20 = R23 = 26.1\Omega$, $R_3 = R19 = R21 = 15.8\Omega$, $C_1 = C15/2 = 500pF$ y $C_2 = C16 = C17 = 100pF$, se obtiene una ganancia $A_o = -9.5V/V$ y una frecuencia de corte $\omega_o \approx 11MHz$. En los pines de salida del amplificador se colocan los capacitores $C41$ y $C42$ para a desacoplar la salida de cualquier offset que pudo haber sido acumulado en las sucesivas etapas. Los valores de estos capacitores se dimensionan lo suficientemente grandes, en el orden de los $0.33\mu F$, para que no afecten a los componentes frecuenciales de la señal. En serie a los capacitores de salida se colocan las resistencias $R25$ y $R26$ ambos de 49.9Ω que fijan la impedancia de salida del amplificador.

Por último, se hace notar que también existen componentes extras como los filtro del voltaje de $Vbias$ y capacitores de *bypass* de tantalio sólido, que están detallados en los diagramas esquemáticos del anexo B.

4.1.2 Diseño del PCB

El diseño del PCB o *Printed Circuit Board* se realiza con el programa KiCAD, un programa de software libre para diseño electrónico automatizado. Para el posicionamiento de componentes se utilizan las especificaciones dictadas por el fabricante de los componentes activos *Texas Instruments* en sus hojas de datos técnicos.

En la figura 4.4 se muestra la vista superior del diseño completo del PCB del **prototipo 1** que está compuesto de 4 capas de cobre. Los componentes asociados a los amplificadores de transimpedancia U1 y U2 son ubicados a la derecha, y los asociados a U3 y U4 a la izquierda. Los componentes asociados a la etapa sumadora U5 y el filtro diferencial son ubicados en el centro.

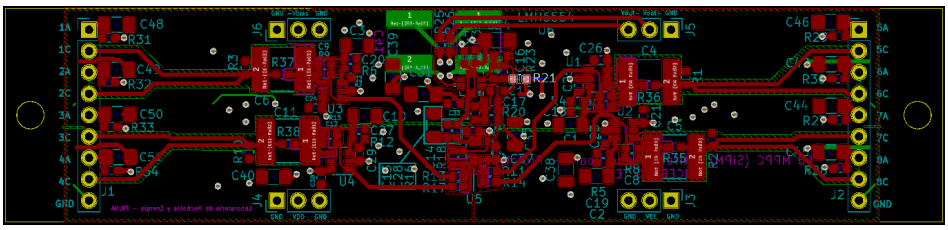
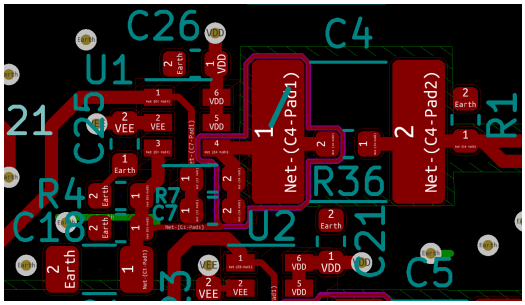
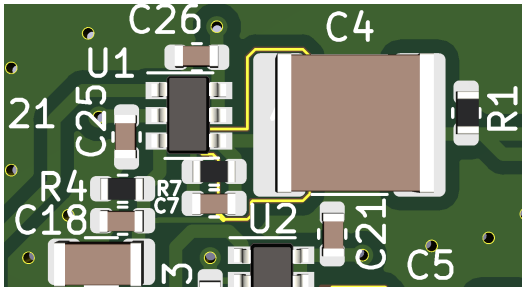


Figura 4.4 Vista completa del diseño PCB del **prototipo 1**. En la imagen se han removido los planos de tierra y de potencia para una mejor visualización de los componentes. **Fuente:** Elaboración propia.

Si se realiza una ampliación de la figura 4.4 en el sector derecho donde se encuentra el amplificador U1, como se observa el figura 4.5, se puede observar como se han dispuestos los componentes. Los capacitores $C25$ y $C26$ se colocan los más cerca posible de los pines de alimentación del amplificador, y los componentes de realimentación se disponen de tal forma a que la pista sea lo más corta posible entre la salida y la entrada inversora.



(a)

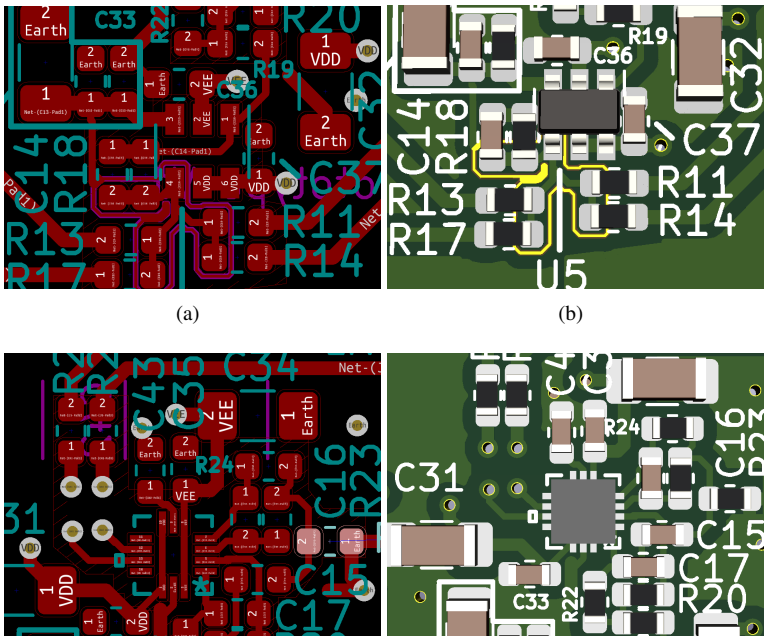


(b)

Figura 4.5 Ampliación del diseño PCB sobre la etapa de transimpedancia. (a) Diseño CAD y (b) Vista 3D. **Fuente:** Elaboración propia.

Los componentes que anulan las corrientes de entrada de offset son colocados lo más cerca posible del pin de la entrada no inversora, distancia igual a un poco más de 1 mm. El componente que se destaca es el capacitor $C4$ por su gran volumen, lo cual dificulta el posicionamiento para lograr obtener un diseño compacto. no obstante, se ha dispuesto de manera a minimizar la distancia a la entrada inversora.

Según las recomendaciones del fabricante, los componentes críticos en la disposición del PCB son los capacitores de *bypass* y los componentes de realimentación [18]. Los capacitores de desacople deben ser colocados lo más cerca posible de U1 con pistas de retorno de tierra dedicadas. Los componentes de realimentación deben colocarse minimizando las longitudes de las pistas de cobres que conectan los respectivos pines, además dejando una zona libre de cobre en todas las capas por debajo ellos para evitar que se formen capacitancias parásitas excesivas.



(a) (b)

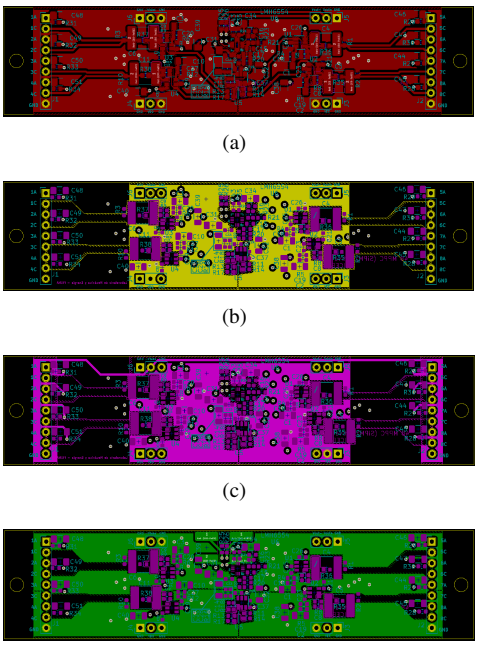
(c) (d)

Figura 4.6 Ampliación del diseño PCB sobre las etapas de suma y de filtro paso bajos. (a) Diseño CAD de la etapa de suma. (b) Vista 3D de la etapa de suma LMH6629. (c) Diseño CAD de la etapa FPB. (d) Vista 3D de la etapa FPB LMH6554 **Fuente:** Elaboración propia.

La figura 4.6 muestra los diseños de la etapa de suma y la etapa del filtro paso bajos diferencial basado en el LMH6554. Se puede observar que se ha conseguido compactar el

diseño cumpliendo con las recomendaciones del fabricante, siguiendo la disposición de los componentes análogos en la etapa anterior.

Las figuras 4.6 (a) y (b) muestran la etapa de suma donde se puede observar las cuatro resistencias de entrada y las figuras 4.6(c) y (d) muestran la etapa FPB basada en el LMH6554 con un empaquetado 14-UFQFN de 2.5mm x 2.5 mm.



(a)

(b)

(c)

(d)

Figura 4.7 Capas de cobre del PCB del **prototipo 1**. (a) Capa frontal. (b) Capa interna 1. (c) Capa interna 2. (d) Capa trasera. **Fuente:** Elaboración propia.

Por último, la figura 4.7 muestra las cuatro capas de las que se compone el PCB del **prototipo 1** donde se visualizan las áreas libres de cobre bajo los componentes y las capas internas encargadas de la distribución de potencia y V_{bias}. La figura 4.7 (a) muestra la capa frontal de cobre donde se colocan las huellas de los componentes y se realiza el ruteo de las pistas de las señales. A diferencia de la figura 4.4, en esta primera se muestra la zona de cobre conectada a tierra que rodea a los componentes. Las figuras 4.7(b), (c) y (d) muestran los planos V_{DD} y V_{EE} que suministran potencia a los circuitos; el plano de tierra en la capa trasera y el ruteado del voltaje V_{bias} que se suministra en la capa interna 2 hacia los filtros ubicados en los conectores laterales del PCB.

4.2 Pruebas del prototipo 1

Las pruebas del **prototipo 1** fueron realizadas en los laboratorios del FCC en Fermilab. Una vez ensamblada la placa y todos los componentes debidamente soldados, se procedió a medir la respuesta del amplificador. Se observó que éste consumía un poco más de 200 mA de corriente, lo cual supone casi 50 mA más del valor nominal según las hojas de datos técnicos del fabricante. Además, se constató que el amplificador diferencial poseía una elevada temperatura.

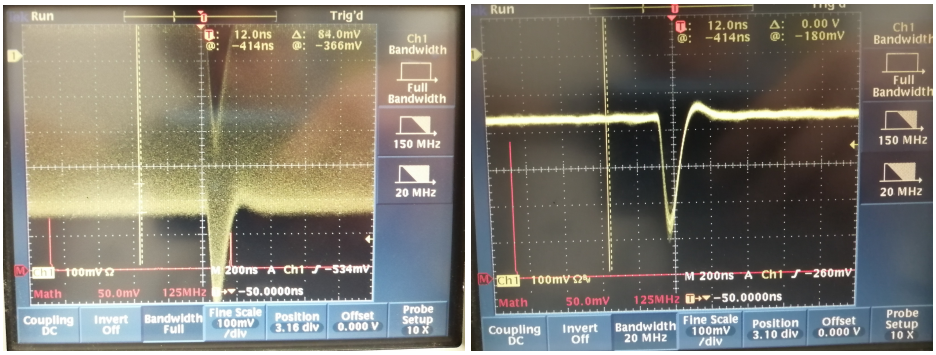
En la primera medición de la señal, la salida del amplificador diferencial se encontraba totalmente saturada y con la señal oscilando entre los rieles alimentación, indicando claramente una señal de inestabilidad del circuito que explica el alto consumo de corriente. Para aislar el origen de la inestabilidad, se desconectaron todas las etapas y se midieron cada una de ellas por separado.

Primeramente se midió la respuesta del amplificador diferencial, el cuál disminuyo su temperatura una vez que fue desconectado de la etapas anteriores. Se utilizó como entrada una señal sinusoidal de frecuencia fija que se fue variando en amplitud. Se observó que para pequeñas amplitudes el amplificador se comportaba como se esperaba, pero para grandes amplitudes superiores a 1V la señal se presentaba inesperadas distorsiones. Luego se precedió a medir cada una de las etapas de transimpedancia y se constató que el canal estaba saturado por una oscilación de gran amplitud. Teniendo en cuenta que estas señales son sumadas y luego amplificadas en la etapa final, se determinó que la inestabilidad del amplificador fue causada por las oscilaciones observadas en la primera etapa.

Posteriormente se conectó a la entrada de U1 un SiPM Hamamatsu y se midió la salida desconectada de la etapa de suma. La figura 4.8 (a) muestra la salida del amplificador donde se ve la respuesta a la señal del SiPM y una señal oscilatoria de gran amplitud y alta frecuencia acoplada al canal. La señal oscilatoria persiste incluso si se desconecta el SiPM de la entrada del amplificador variando solamente en amplitud, lo cual supone que el origen de las oscilaciones proviene de un estado de cuasi-estabilidad provocado por los componentes de realimentación.

La figura 4.8(b) muestra la misma señal que (a) pero con el filtro de ancho de banda del osciloscopio de $20Mhz$ donde claramente se observa el pulso asociado al SiPM. Sería entonces atractivo proponer limitar el ancho de banda de las subsecuentes etapas para mitigar el efecto de las oscilaciones, pero esto sería simplemente tratar de esconder los vidrios rotos debajo de la alfombra debido a que para suprimir efectivamente la oscilación se debería de limitar en gran medida el ancho de banda a la salida que terminaría afectando la integridad de la señal del SiPM. Además, como las oscilaciones persisten en las etapas

anteriores, estos producirán una radiación electromagnética que podría afectar a los otros detectores del experimento.



(a) (b)

Figura 4.8 Capturas del osciloscopio digital donde se muestra la señal amplificada del SiPM por el LMH6629 U1 que es afectada por oscilaciones. (a) Señal de ancho de banda completo. (b) Señal con ancho de banda de 20 MHz. **Fuente:** Elaboración propia.

Modificando los componentes originales de la realimentación de la figura 4.1, se obtuvo distintas respuestas oscilatorias al variar la amplitud y la frecuencia, consiguiendo el mejor resultado cuando se escoge una capacitancia C_f baja. La figura 4.9 muestra un reducción dramática de las oscilaciones eligiendo un capacitor de realimentación $C_f = 3pF$, aún así las oscilaciones persisten teniendo una amplitud de aproximadamente 20mV.

Con el capacitor $C_f = 3pF$ colocado en cada una de las 4 etapas de transimpedancia, se procedió a reconectar las salidas de cada uno a la entrada del amplificador sumador. Al medir la señal de salida se constató que la oscilación persistía. Finalmente se conectó la etapa sumadora a la entrada del amplificador FPB, aún así las oscilaciones persistían a la salida, así también una distorsión en la señal.

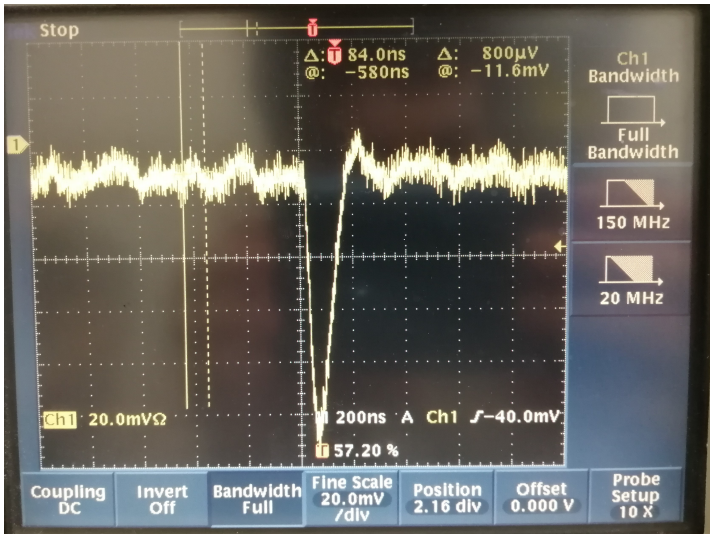


Figura 4.9 Respuesta oscilatoria del amplificador LMH6629 reducida por cambios en los componentes de realimentación. **Fuente:** Elaboración propia.

4.2.1 Conclusiones sobre las pruebas realizadas al prototipo 1

Las pruebas sobre el **prototipo 1** fueron exhaustivas pero fútiles para obtener el objetivo deseado, evidenciado en la figura 4.10. Las principales fallas del diseño fueron:

1. **Oscilaciones en las etapas de transimpedacia:** Las oscilaciones de las etapas de transimpedacia impidieron el correcto funcionamiento del amplificador debido a que saturan la salida acoplándose a la señal de interés, como se observa en la figura 4.8(a). Las oscilaciones además causan un excesivo consumo de potencia de los componentes y podrían ser causa de mal funcionamiento de otros detectores del experimento, si éstos se ven afectados por la radiación electromagnética que se emitiría desde el amplificador. Se ha determinado que la principal causa de este fenómeno radica en los incorrectos valores de realimentación, principalmente la capacitancia C_f. De esta forma se limita aún más el rango de valores propuestos en el capítulo 3.

2. **Distorsión de la señal a la salida del amplificador LPF:** El amplificador LMH6554 causa gran distorsión de la señal de salida para grandes amplitudes. Además se comprobó que el amplificador consume una excesiva cantidad de energía en comparación con otros tipos de amplificadores con las mismas prestaciones que se utilizan en el Fermilab. Por estas razones se descarta la utilización de este amplificador.

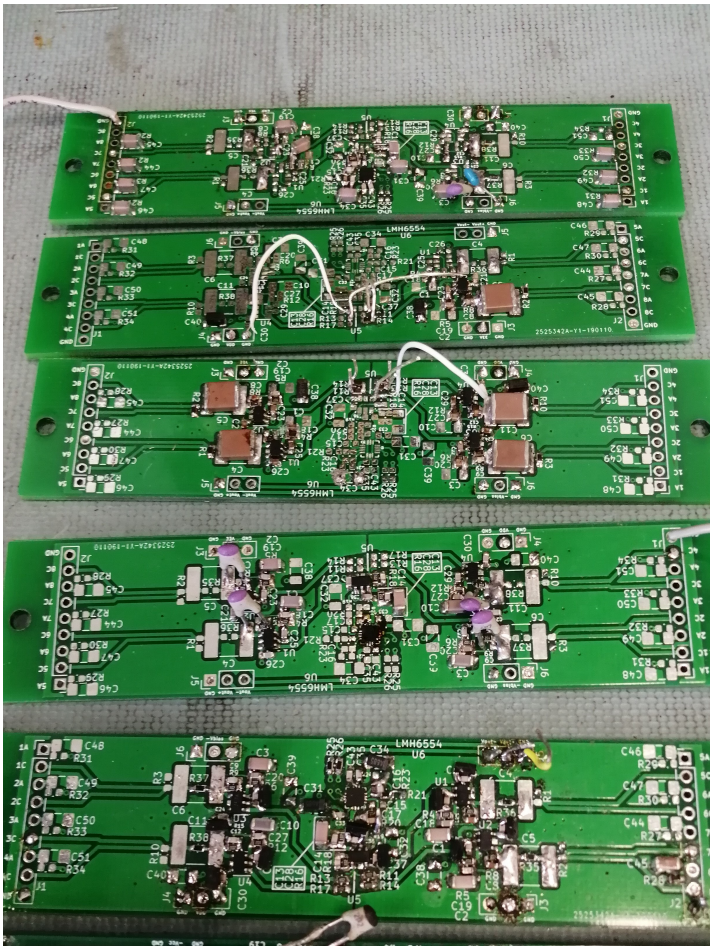


Figura 4.10 Placas PCB del **prototipo 1** luego de las pruebas exhaustivas realizadas en Fermilab.
Fuente: Elaboración propia.

4.3 Implementación del prototipo 2 del amplificador basado en el OPA847

Luego de las experiencias obtenidas con las pruebas realizadas al **prototipo 1**, estuvo claro que se debía realizar un rediseño de la placa PCB para corregir las serias falencias del primero. Estas fueron:

- Como primera medida se cambio el amplificador operacional LMH6629 por el OPA847, el cual posee prestaciones similares en cuanto a ancho de banda y figuras de ruido, pero posee un mayor rango de alimentación, extendiéndose desde $-5V$ a $5V$ en comparación los $-2.5V$ a $2.5V$ de su predecesor.

- Como segunda medida se unificó la etapa de suma y FPB diferencial en una sola segunda etapa que cumpla ambas funciones utilizando el amplificador diferencial THS4131 que en el momento de la realización de estas pruebas era activamente utilizado a temperaturas criogénicas en el experimento ICERBERG, un banco de pruebas para los principales sensores que se utilizarán en el DUNE, llevado a cabo en PAB en Fermilab.

- Como tercera y última medida se incluye un capacitor de compensación en la entrada inversora de los amplificadores de la primera etapa para mitigar las oscilaciones producidas por los mismos.

4.3.1 Diagramas esquemáticos

El rediseño de la etapa de transimpedancia no resultó mayormente alterado, salvo la introducción y eliminación de algunos componentes del circuito. En la figura 4.11 se observa el diagrama esquemático de la etapa de transimpedancia del **prototipo 2**. Se eliminó por completo la capacidad de intercambiar entre los esquemas de transimpedancia y amplificador de carga para enfocarse solamente en transimpedacia. Para ello se removió el capacitor $C4$ y la resistencia $R1$ de la figura 4.1 y se introdujo la resistencia $R1$ modificando la ganancia de transimpedancia en una de la lineas de entrada del amplificador.

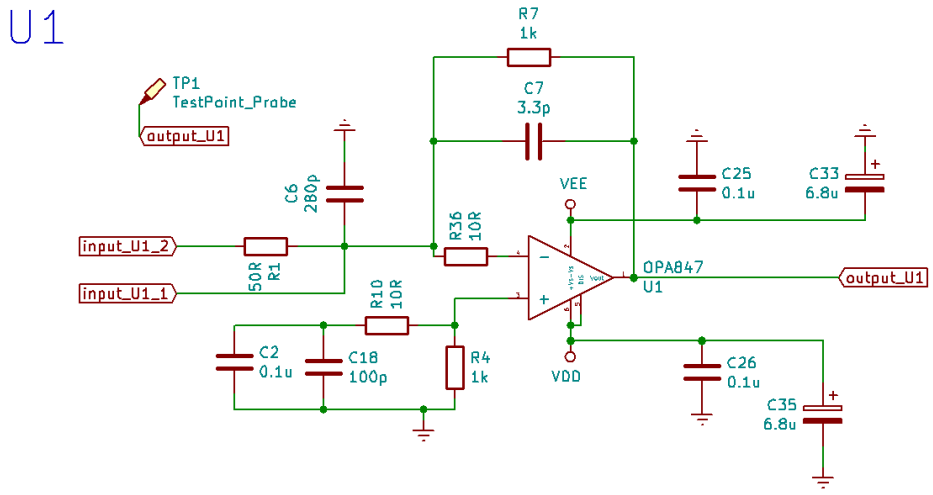


Figura 4.11 Diagrama esquemático de la etapa de transimpedacia del **prototipo 2**. **Fuente:** Elaboración propia.

Fueron introducidos espacios para las resistencias $R10$ y $R36$ de acuerdo a las experiencias de [21], y finalmente se introdujo el capacitor $C6$ que limita el ancho de banda del amplificador.

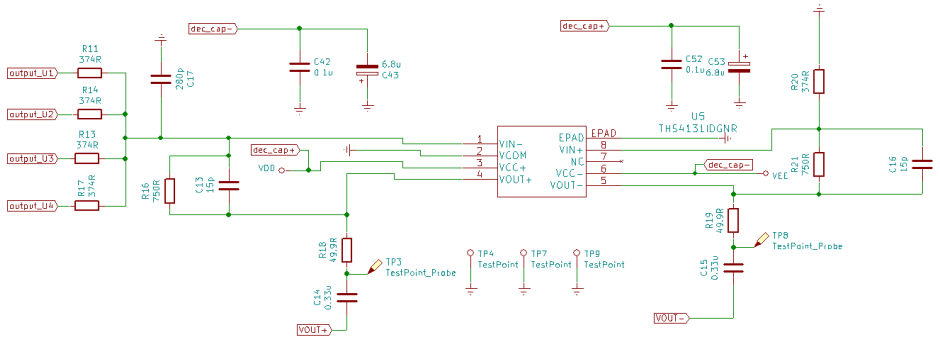


Figura 4.12 Diagrama esquemático de la etapa de sumadora diferencial del **prototipo 2**. **Fuente:** Elaboración propia.

En la figura 4.12 se ilustra el diagrama esquemático de la etapa de suma diferencial basado en el THS4131, que es un amplificador diferencial de la marca *Texas Instruments*, caracterizado por su bajo ruido de $1.3nV/\sqrt{Hz}$ y ancho de banda de $-3dB$ de $150MHz$ [22]. El diseño se basa en la etapa de suma del **prototipo 1**, que ha sido estudiado en el capítulo anterior. Se hace notar que para realizar la fusión entre las etapas de suma y FPB anteriores, se utilizó el esquema de suma donde se espeja la topología para las entradas inversoras y no inversoras; y el capacitor $C17$ que controla la frecuencia de corte del amplificador. Así se consigue una etapa unificada con las prestaciones de una etapa sumadora y de filtro paso bajos, que realice la conversión de una señal unipolar a una señal diferencial.

La discusión sobre los efectos de la compensación del capacitor $C6$ y la función de transferencia del amplificador sumador diferencial serán abordados en el capítulo 5.

4.3.2 Diseño del PCB

Para el diseño del PCB del **prototipo 2** se han tomado en cuenta las mismas consideraciones que para el PCB del **prototipo 1**. Se han dejado ventanas de cobre en todas las capas bajo los amplificadores U1 a U5. Las pistas de realimentación son lo más cortas posibles y los capacitores de *bypass* fueron colocados los más cerca posible de los pines de alimentación. En la figura 4.13 se observa la disposición de los componentes del amplificador. Manteniendo el factor de forma del **prototipo 1**, los amplificadores U1 a

U4 (OPA847) de transimpedancia ubicados en el centro y a los extremos del amplificador U5 (THS4131), ubicado en el centro.

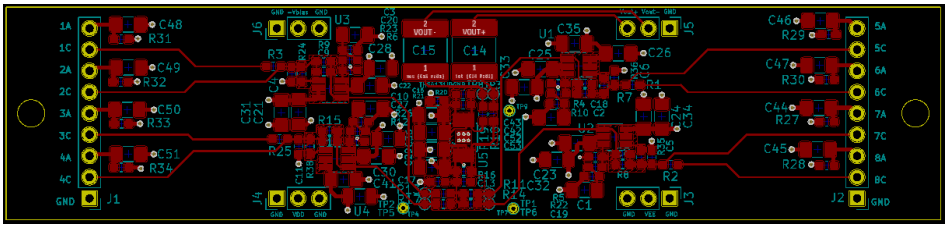
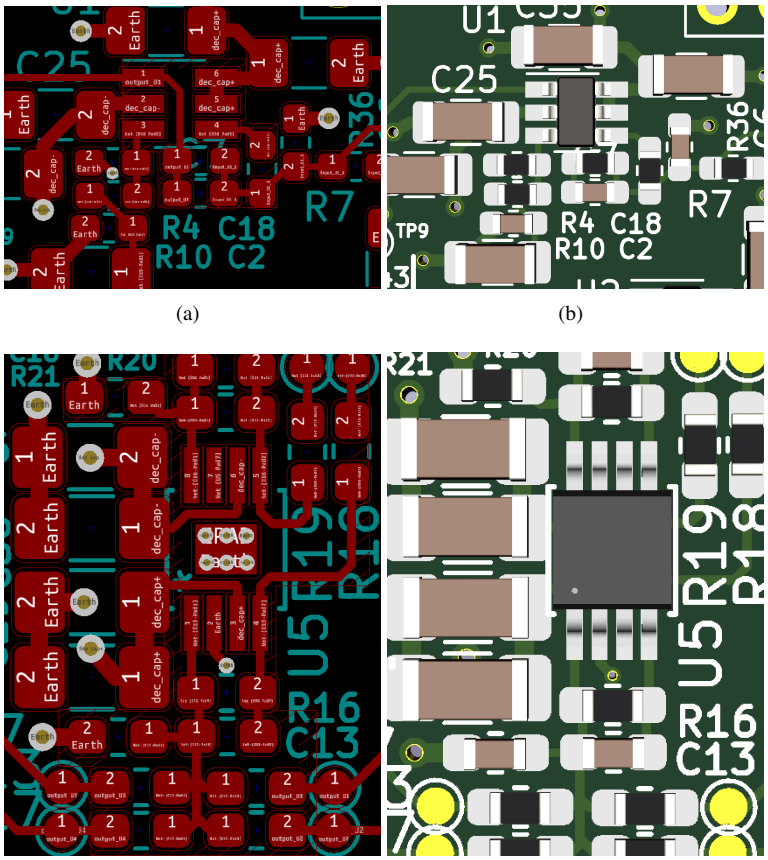


Figura 4.13 Vista completa del diseño PCB del **prototipo 2**. En la imagen se han removido los planos de tierra y potencia para una mejor visualización de los componentes. **Fuente:** Elaboración propia.

La huella de los amplificadores LMH6629 y OPA847 son compatibles entre sí, con la única diferencia de que el OPA847 posee un pin extra de apagado, el cual es habilitado llevando a corto con tierra. Mediante este pin el usuario puede prender y apagar el amplificador para a ahorrar energía en aplicaciones donde se requiera esta característica, pero en este caso se requiere que el amplificador siempre se encuentre encendido, por lo cual este pin esta físicamente en corto a V_{cc}.

En la figura 4.14 se visualiza una ampliación de la figura 4.13 en los componentes U1 y U5. Si se observa la figura 4.14(a) y (b), se nota que se ha podido aprovechar mejor el espaciado de los componentes debido a que se ha removido el capacitor de entrada que ocupaba un volumen muy grande en el diseño. Debido a este ahorro de espacio, se ha podido incluir un capacitor de *bypass* de $6.8\mu F$ para cada pin de los componentes U1 a U5, que según la hoja de datos técnicos es necesario colocar. Un capacitor de desacople mencionado puede alimentar varios componentes, por tanto no es necesario colocarlo a cada uno de ellos pero para este diseño se consideró prudente colocar este capacitor a cada uno de los componentes con el fin de a reducir al máximo la impedancia de retorno de la señal.

El ahorro de espacio también permitió mudar los capacitores de desacople de salida de la capa trasera a la capa frontal. Como se puede apreciar, este capacitor es voluminoso por su gran valor nominal. Este cambio permite reducir el camino de impedancia de la señal de salida debido a que se eliminan las vías de señal que interconectan la capa frontal con la capa trasera de cobre. Aunque se ha notado que los vías de señal afectan mínimamente a la señal, se considera una mejora en el diseño ya que todos los componentes se encuentran en la capa frontal, disminuyendo así la complejidad de la fabricación.



(a) (b)

(c) (d)

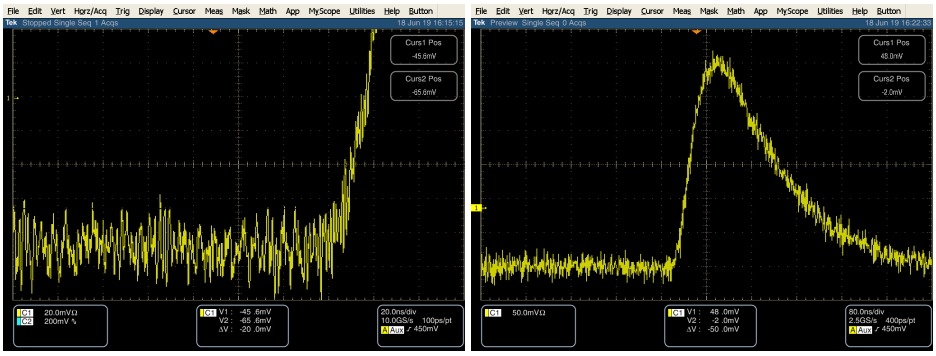
Figura 4.14 Vistas ampliadas sobre los componentes del **prototipo 2**. (a) Capa frontal de cobre sobre U1. (b) Vista 3D de U1. (c) Capa frontal de cobre sobre U5. (d) Vista 3D de U5. **Fuente:** Elaboración propia.

4.4 Pruebas del prototipo 2

4.4.1 Pruebas en caliente

4.4.1.1 Primeras pruebas Una vez diseñado el nuevo esquema y el PCB, se procedió a la compra de los componentes y la fabricación de las placas, proceso que duró aproximadamente 3 semanas. Arribados los componentes y las nuevas placas, se soldaron debidamente los mismos y se conectó la salida al osciloscopio y a la entrada un SiPM Hamamatsu iluminado por un LED en una caja oscura para realizar las primeras pruebas.

Primeramente, se verificó el consumo de corriente de amplificador, el cual estaba en el rango normal de $18mA$ para cada OPA847 y $12mA$ para el THS4131, lo cual supone una mejora substancial en la reducción del consumo energético y una buena señal en comparación con el **prototipo 1**, el cual presentaba oscilaciones de gran amplitud que causaban recalentamiento de los componentes. Luego, se encendió el osciloscopio y se verificó la señal de salida. El resultado no fue el esperado ya que se encontró una oscilación de aproximadamente $20mV$ como se observó anteriormente luego de colocar el capacitor $C_f = 3pF$.



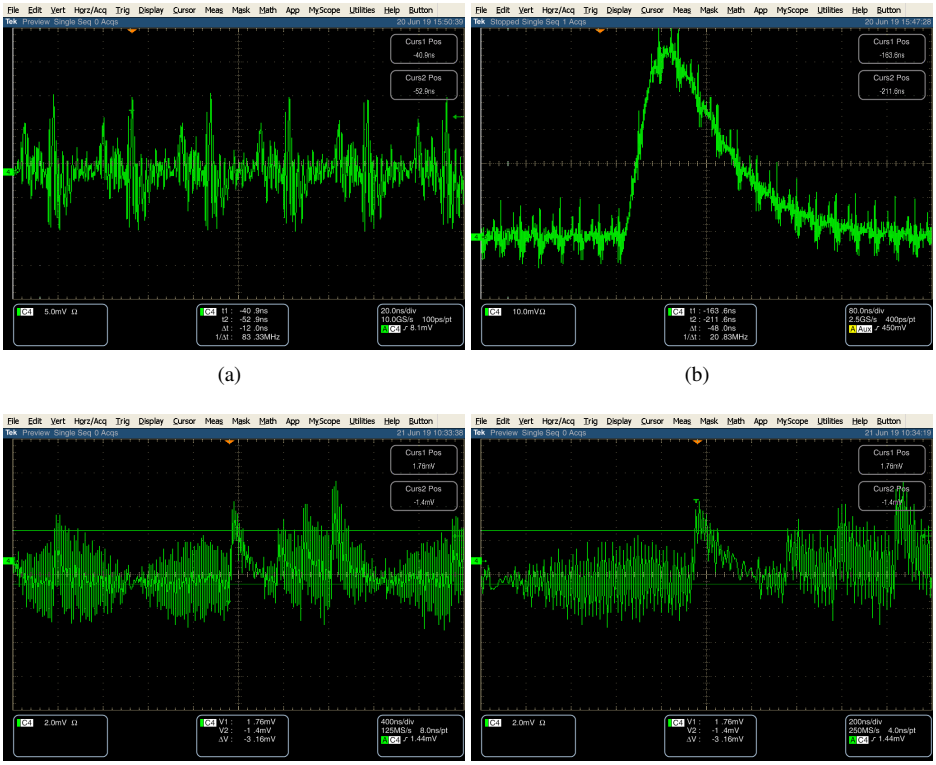
(a) (b)

Figura 4.15 Señal de salida del **prototipo 2** cuando se conecta a un SiPM iluminado por un LED. (a) Oscilaciones con una amplitud de aproximadamente $20mV$ en el pedestal de la señal asociada al disparo LED. (b) Vista completa de la señal de gran amplitud. **Fuente:** Elaboración propia.

La figura 4.15(a) y (b) muestran como la señal asociada al disparo del LED se ve afectada por las oscilaciones mencionadas. Para mitigar este fenómeno, se desconectaron las primeras etapas de la etapa suma, análogamente a las pruebas del **prototipo 1**. Al realizar la desconexión se verificó el correcto funcionamiento de la etapa de suma, corrigiéndose la grave distorsión de la señal para amplitudes grandes. Además, se halló nuevamente que el origen de las oscilaciones se encuentra en la primera etapa de amplificación, por lo tanto se volvió a conectar un solo amplificador a la etapa sumadora para medir la salida completa del sistema.

4.4.1.2 Operación semi-estable y fenómeno compensatorio

Tras varias sesiones de prueba, donde se variaron los capacitores de compensación y de realimentación de la primera etapa, se obtuvo el mejor resultado ilustrado en la figura 4.16 (a) y (b). Se observa que el amplificador presenta un comportamiento semi-estable, donde de momento presenta una estabilidad y al momento siguiente vuelven a aparecer la oscilaciones, repitiéndose este ciclo una y otra vez.



(a) (b)

(c) (d)

Figura 4.16 Señal de salida mejorada del **prototipo 2** cuando se conecta a un SiPM iluminado por un LED, donde aún se observan oscilaciones pero aparecen pistas sobre una compensación necesaria para estabilizar el amplificador. (a) Oscilaciones con una amplitud de aproximadamente $20mV$ donde se observa un indicio compensatorio. (b) Vista completa de la señal de gran amplitud. (c) Disminución de la amplitud de las oscilaciones que permiten observar el ruido oscuro. (d) La manipulación del amplificador con la mano influye en la amplitud de la oscilación en comparación a (c). **Fuente:** Elaboración propia.

Realizando varias pruebas, se descubrió que las oscilaciones de salida disminuían de amplitud cuando se manipulaba el amplificador de cierta forma con las manos. Si se apoyaba el dedo en ciertas áreas del PCB las oscilaciones parecían disminuir revelando el ruido oscuro de fondo del SiPM, como se observa en la figura 4.16(c). Luego, al retirar la presión en el área las oscilaciones volvían a aumentar como en la figura 4.16(d). Se determinó que esta particular área de sensibilidad se encontraba alrededor del pin de salida del amplificador de la primera etapa. De alguna forma, presionar con el dedo el amplificador en la zona mencionada, mejora o compensa el amplificador. Luego de un

análisis crítico, se determinó que debía existir una combinación de componentes resistivos y capacitivos que causara este fenómeno compensatorio.

Primeramente se consideró simplemente un capacitor conectado entre el pin de salida y tierra, lo cual llevó a un estado oscilatorio inmediato para cualquier valor que se colocara. Esto no es de extrañar, puesto que estos amplificadores son muy sensibles a las cargas capacitivas a su salida, de igual manera se probó para evaluar el comportamiento. Una resistencia en paralelo con un capacitor no eliminaría la carga capacitiva, por tanto, se concluye que la compensación debería ser un capacitor en serie con una resistencia.

4.4.1.3 Operación estable Incluyendo una resistencia $R_{comp} = 1M\Omega$ y un capacitor $C_{comp} = 3pF$ y $C_i = 36pF$, como se observa en la figura 4.17, el amplificador U1 de la primera etapa estabiliza y elimina las oscilaciones de la señal de salida. De esta manera se pueden realizar las primeras mediciones de la señal de ruido oscuro y obtener resolución de 1 P.E..

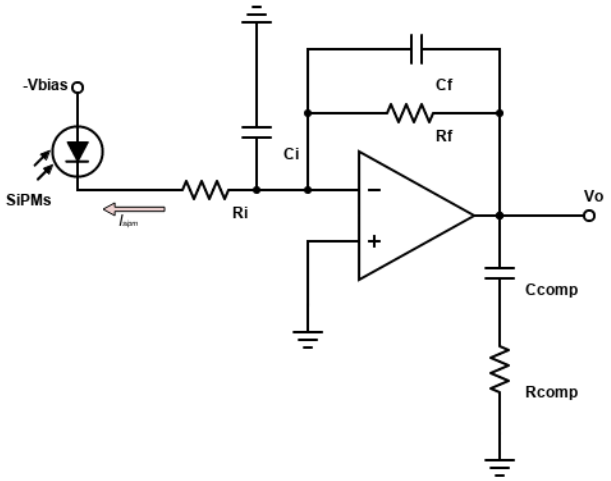
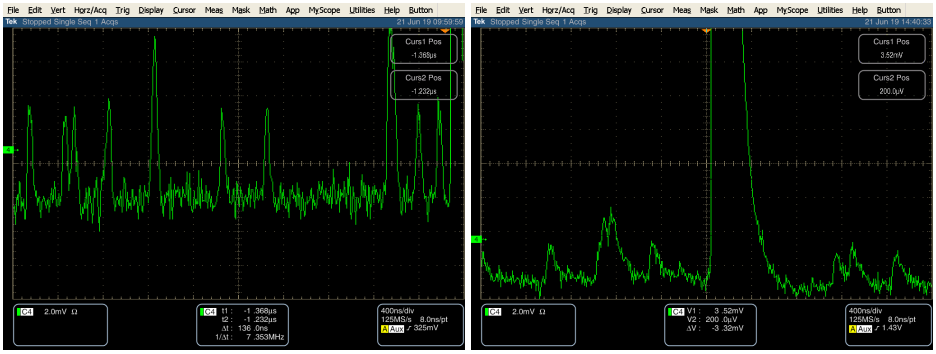


Figura 4.17 Esquema del amplificador de la primera etapa compensado. **Fuente:** Elaboración propia.

4.4.1.4 Características de las señales de 1 SiPM y 8 SiPMs conectados a la entrada Una vez compensado el amplificador, se procedió a realizar las mediciones de las características de las señales en temperatura caliente. Cuando se conecta 1 SiPM a la entrada del amplificador, el ruido oscuro es claramente visible y no logra saturar el canal de salida debido a su conteo relativamente bajo en comparación a cuando se aumenta el número N_s de acuerdo a lo que se ha estudiado previamente. La figura 4.18 (a) muestra los pulsos

de fotón simple y (b) muestra los pulsos contrastados con una señal de gran amplitud proveniente del disparo del LED. Ambas figuras muestran la digitalización de un solo canal diferencial de salida. En esta configuración el ruido oscuro tiene una amplitud de aproximadamente 2 a 4 mV, dependiendo del voltaje de V_{bias} aplicado.



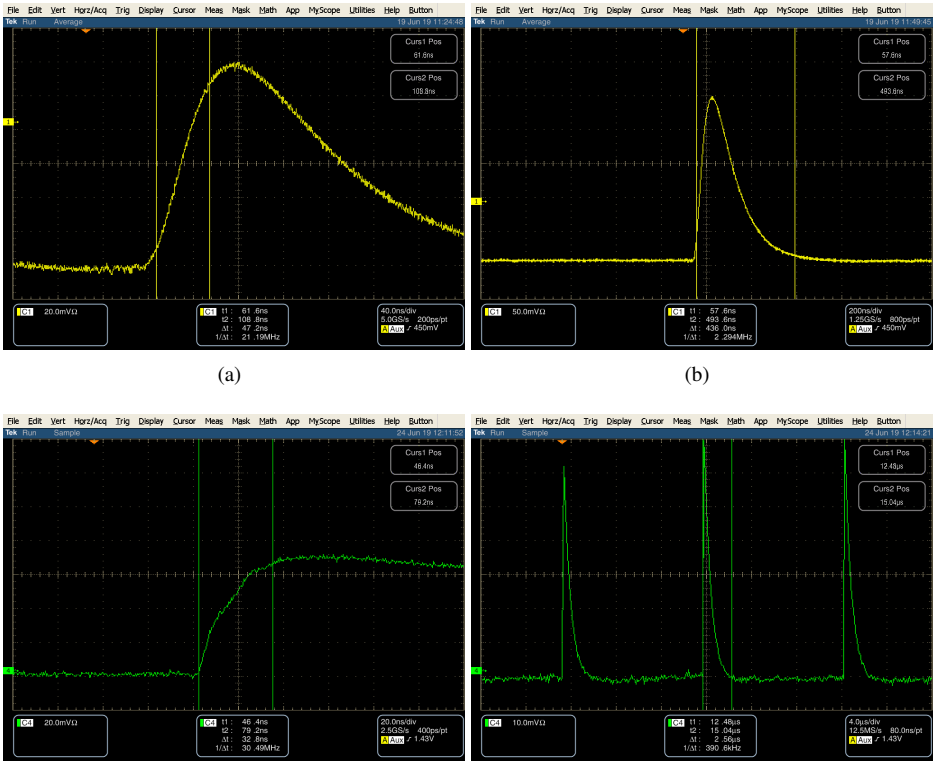
(a) (b)

Figura 4.18 Señal de salida de fotón simple del **prototipo 2** cuando se conecta a un SiPM iluminado por un LED. (a) Pulsos simples. (b) Constraste con una señal de gran amplitud del LED. **Fuente:** Elaboración propia.

La figura 4.19 muestra las características temporales de la señal de salida para 1 SiPM ((a) y (b))y 8 SiPMs ((c) y (d)) conectados a la entrada de U1. Las figuras (a) y (b) muestran una señal de gran amplitud donde se colocan cursores verticales para poder medir el tiempo de subida y de duración de la señal. Según la diferencia temporal entre los cursores, el tiempo de subida de la señal correspondiente a 1 SiPMs es de $47ns$ y la duración es de $450ns$ aproximadamente.

De igual manera, la figura (c) y (d) muestran respectivamente los tiempos de subida y de duración para señales de gran amplitud correspondientes a 8 SiPMs. Utilizando nuevamente los cursores, se determina que el tiempo de subida es de $40ns$ y el tiempo de duración es de $2500ns$ aproximadamente.

La gran variación de las duraciones de las señales puede explicarse mediante la inclusión de una resistencia de entrada $R_i = 50\Omega$ que limita la ganancia de transimpedancia con el costo de incrementar la duración del pulso. Idealmente se desea que esta resistencia sea lo más pequeña posible de modo a que no afecta las características temporales, pero lo suficientemente grande como para mantener la estabilidad del amplificador.



(a) (b)

(c) (d)

Figura 4.19 Características temporales de las señales de salida del **prototipo 2**. Para un 1 SiPM (a) Tiempo de subida $\approx 47ns$. (b) Tiempo de duración $\approx 450ns$. Para 8 SiPMs (c) Tiempo de subida $\approx 40ns$. (d) Tiempo de duración $\approx 2500ns$. **Fuente:** Elaboración propia.

4.4.2 Pruebas en frío

El amplificador compensado y capaz de obtener la respuesta a un solo fotón fue llevado en el laboratorio PAB, donde fue sometido a las mismas pruebas pero en un baño de nitrógeno líquido (LN_2). Para realizar estas pruebas el amplificador fue envuelto en una cinta aislante para impedir un corto circuito con las paredes metálicas del contenedor de LN_2, también fue añadido un conector especial LEMO de forma a adaptar la salida diferencial del amplificador al digitalizador SSP (SiPM Signal Processor) utilizado para realizar la adquisición de los datos. El SSP fue implementado por el Laboratorio Nacional Argonne y cuenta con 12 entradas de digitalización, cada una equipada con un pre-amplificador y un conversor analógico digital de 14 bit[23].



Figura 4.20 Fotografía del proceso de sumersión del amplificador y los SiPM en LN_2. **Fuente:** Elaboración propia.

Una vez realizadas todas las conexiones, se procedió a sumergir el amplificador junto con la placa con 1 SiPM y 8 SiPMs, como se muestra en la figura 4.20. Los SiPMs fueron iluminados por pulsos de luz LED mediante una fibra óptica que ingresaba al contenedor y el SSP recibía la señal de *trigger* desde el generador de pulsos para digitalizar la señal. Si bien solo es necesario demostrar el funcionamiento del amplificador en LN_2, también se deben sumergir de igual manera los SiPMs ya que las bajas temperaturas disminuyen considerablemente el ruido oscuro que a temperatura ambiente satura por completo el canal de salida en el caso que se conecten más de 1 SiPM al amplificador. Todas las pruebas fueron realizadas con un $V_{bias} = 48V$.

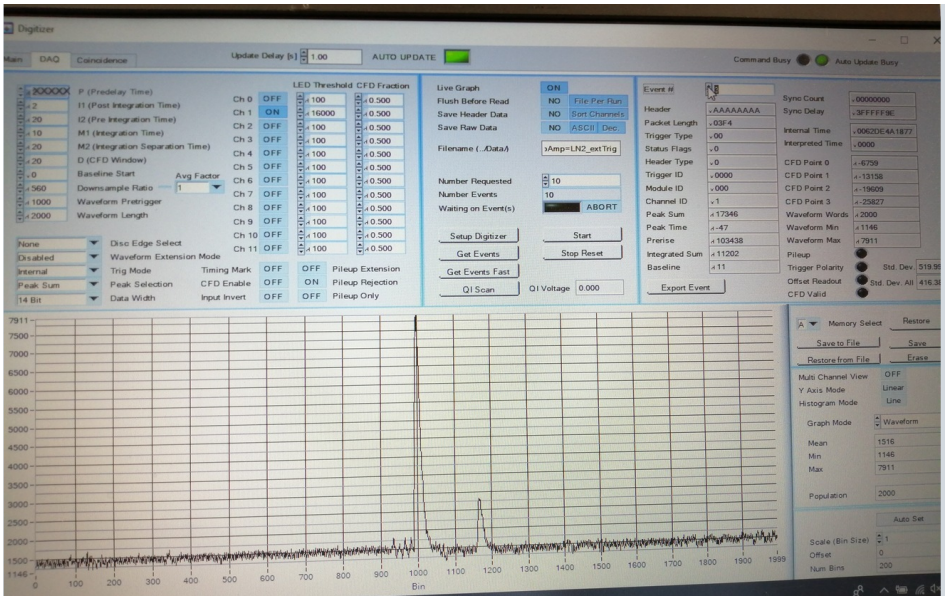


Figura 4.21 Captura del sistema de adquisición de datos del SSP donde se puede observar una señal SiPM digitalizada. **Fuente:** Elaboración propia.

Con los amplificadores sumergidos, se utilizó la interfaz gráfica del sistema de adquisición de datos del SSP que se muestra en la figura 4.21 para obtener las digitalizaciones. En este programa se pueden configurar varios parámetros de la digitalización como canales activos, tipo de señal de *trigger*, entre otros. De ellos, los tres parámetros de relevancia para las pruebas fueron:

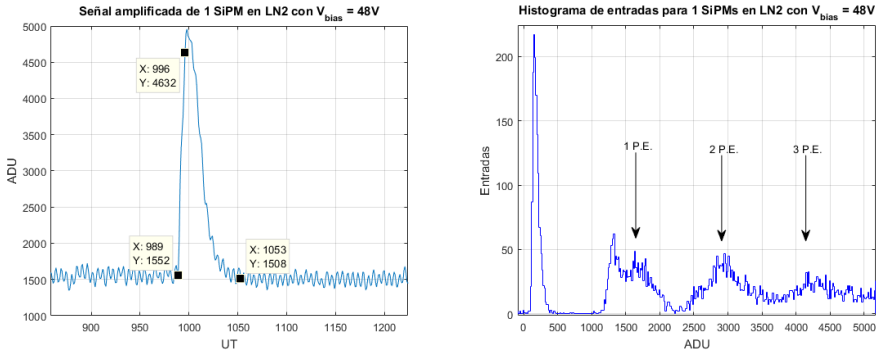
- **Número de muestras:** 10000
- **Tipo de trigger:** Externo
- **Pedestal de la señal:** 1500 ADU

4.4.2.1 Resultados para $N_s = 1$ SiPM conectado en la entrada

A continuación se presentan las digitalizaciones realizadas cuando se conecta $N_s = 1$ sensor SiPM en la entrada del amplificador. En la figura 4.22(a) se observa la señal digitalizada correspondiente a 2 P.E. Se han colocado tres puntos para señalar el tiempo de subida y la duración. El tiempo de subida se ha medido aproximadamente 7 UT(Unidad Temporal), siendo 1 UT = 6.667 ns, y la duración de la señal es de 64 UT.

La figura 4.22(b) muestra el histograma del valor pico de las 10000 señales digitalizadas. Para realizar esta figura, se ha removido la señal de pedestal 1500 ADU(Unidad Analógica-Digital) y se ha calculado el valor pico de la señal entre los puntos extremos señalados en

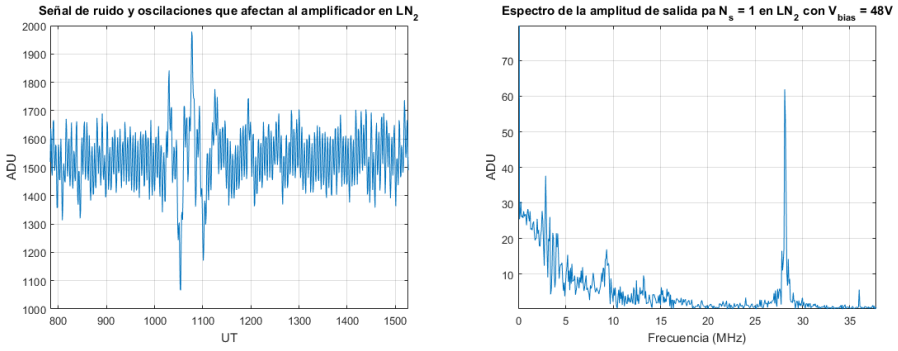
la figura (a). Se observa el primer pico asociado al ruido de base que llega a tener casi 500 ADU en el valor extremo del pico, seguido por el segundo pico correspondiente a 1 P.E. centrado en 1500 ADU y el tercer pico correspondiente a 2 P.E. en 3000 ADU.



(a) (b)

Figura 4.22 (a) Señal de salida del amplificador sumergido en LN_2 (b) Histograma de valores picos de las señales digitalizadas. **Fuente:** Elaboración propia.

Se observa que la señal de la figura es afectada por una oscilación de muy baja amplitud. La figura 4.23(a) muestra la oscilación del pedestal de aproximadamente $28MHz$ y una amplitud de 60 ADU. También se ha observado un ruido de ráfaga con una frecuencia de aproximadamente 3 MHz. La oscilación de 28 MHz es claramente visible en la figura 4.23(b), donde se presenta el espectro de amplitudes de la señal.



(a) (b)

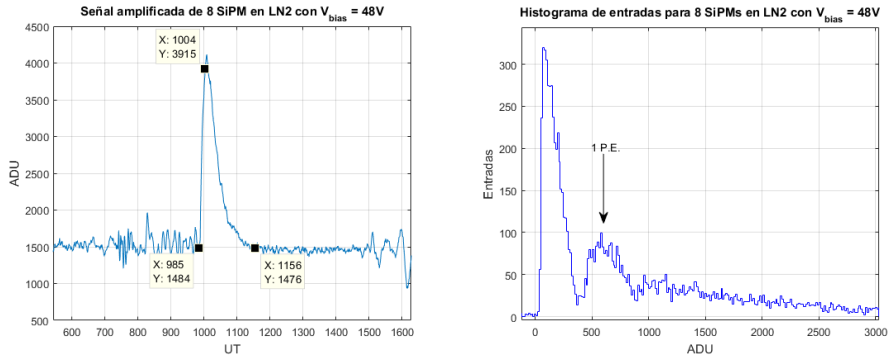
Figura 4.23 (a) Señal de ruido que afecta al amplificador y oscilaciones de baja amplitud. (b) Espectro de la amplitud de una señal digitalizada afectada por el ruido y las oscilaciones. **Fuente:** Elaboración propia.

4.4.2.2 *Resultados para $N_s = 8$ SiPMs conectados en la entrada*

Al finalizar la toma de datos con $N_s = 1$ SiPM, se retiraron los componentes del LN_2 y se aguardó hasta que estos alcancen la temperatura ambiente para realizar la desconexión de la placa con 1 SiPM y conectar la placa con 8 SiPMs. Luego, se procedió nuevamente a sumergir lentamente el amplificador con la placa SiPM en el LN_2.

La figura 4.24(a) muestra la señal de gran amplitud digitalizada donde se ha colocado tres puntos para el cálculo del tiempo de subida y la duración del mismo. Se determina que la señal posee 19 UT de tiempo de subida y 171 UT de duración.

De igual manera que para $N_s = 1$, se realiza el histograma de valores picos que se ilustra en la figura 4.24(b). Se puede apreciar que solamente es visible el pico asociado a 1 P.E. A medida que se aumenta N_s, los picos empiezan a confundirse debido a la diferencia de ganancias entre los SiPMs que a su vez afecta a la amplitud de la señal. Por otro lado, se observa que el pico asociado al ruido del pedestal es bastante ancho, lo cual también afecta dispersando al valor pico del los P.E en el histograma.



(a) (b)

Figura 4.24 (a) Señal de salida del amplificador sumergido en LN_2 (b) Histograma de valores picos de las señales digitalizadas. **Fuente:** Elaboración propia.

Con $N_s = 8$ es de especial interés estudiar la relación señal ruido de la salida. Si en la figura 4.24(b) se toma el valor del pico de amplitud del histograma correspondiente a 1 P.E. igual a 550 ADU aproximadamente, y se divide entre el menor valor de ruido igual a aproximadamente 60 ADU, se tiene un SNR igual a:

$$SNR_1 = \frac{550}{60} = 9.167$$

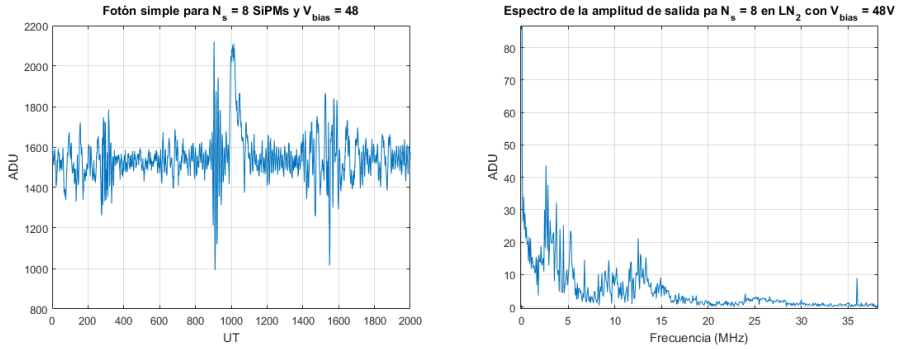
Si se toma el extremo medio del pico del ruido tenemos:

$$SNR_2 = \frac{550}{300} = 1.83$$

Y si se considera el caso extremo como se observa en la figura 4.25(a), donde la ráfaga llega a la misma amplitud que la señal de 1 P.E., tenemos que:

$$SNR_3 \approx 1$$

lo cual implica que el ruido impide obtener resolución de un 1 P.E..



(a) (b)

Figura 4.25 (a) Señal de ruido de ráfaga que afecta al amplificador con 1 P.E. (b) Espectro de la amplitud de una señal digitalizada afectada por el ruido. **Fuente:** Elaboración propia.

4.4.2.3 Orígenes del ruido observado Durante la pruebas realizadas en PAB, varios experimentos (en especial ICEBERG) y sus correspondientes instrumentaciones fueron afectados por un ruido de ráfaga. Rory Fitzpatrick (Universidad de Michigan) realizó varios estudios sobre el origen de este ruido y llegó a la conclusión de que este se originaba en la fuente de alimentación de los sistemas PD dentro del ICEBERG[24].

En la figura 4.26 se observa la comparación entre las señales de ruido que afectaban al amplificador y al laboratorio PAB. En las figuras (a) y (b) se muestra un ejemplo del ruido de ráfaga que en ambos casos poseen una frecuencia de 3 MHz. Esto se evidencia aún mejor si se comparan los gráficos promedios del espectro de amplitudes de las señales (c) y (d), donde claramente resalta la componente de 3 MHz, más otras componentes de hasta $9MHz$ aproximadamente.

Este estudio solamente explica parte del ruido observado, puesto que frecuencias superiores a 10 MHz no fueron observados en otros sensores y pareciera originarse desde el mismo amplificador. Una posible causa de la aparición estos ruidos de ráfaga es que el contenedor de LN_2 no fue aterrado y los cables de las señales de los SiPMs poseían

longitudes muy largas entre placa y placa, permitiendo el acoplamiento de ruido que no fue observado en ICERBERG. Otra posible causa podría ser que el amplificador operó en un estado de estabilidad crítica, esto es que el amplificador se encontraba al borde de la oscilación, causando las ráfagas de frecuencias mayores.

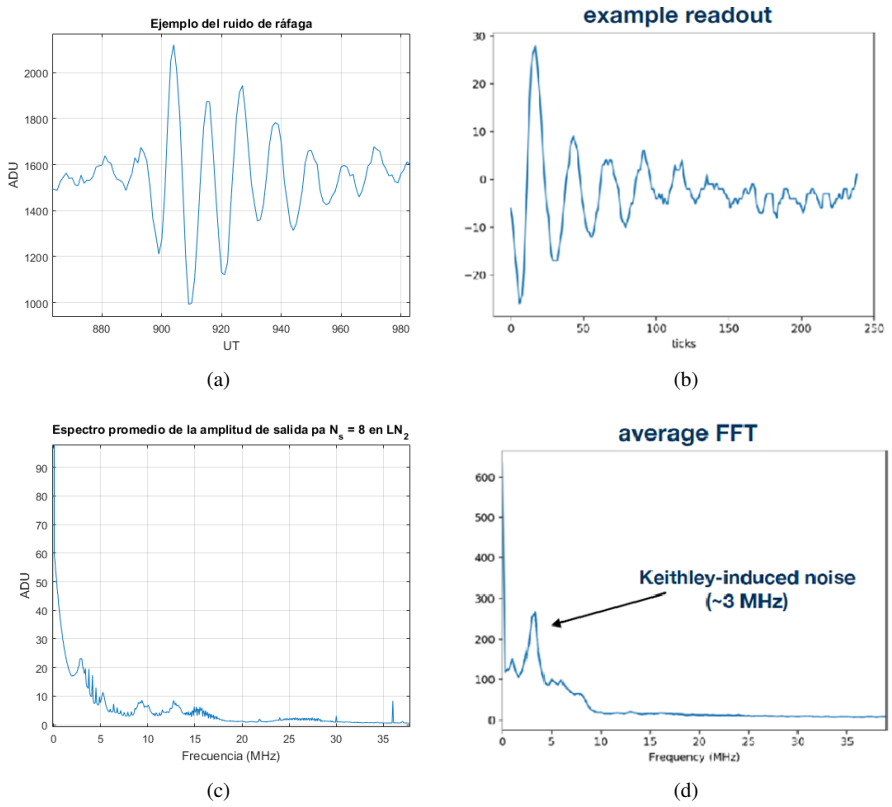


Figura 4.26 Comparación entre las señales de ruido medidas y el ruido que afectaba a los sistemas en PAB (a) Señal de ruido de ráfaga que afectaba al amplificador. (b) Señal de ruido de ráfaga que afectaba a PAB. (c) Promedio del espectro de amplitud de la salida del amplificador. (d) promedio del espectro de ruido que afectaba al PAB. **Fuente:** (a)(c)Elaboración propia, (b)(d)[24]

4.4.3 Conclusiones sobre las pruebas realizadas al prototipo 2

Las pruebas del **prototipo 2** del amplificador produjeron información valiosa para perseguir los objetivos propuestos. Los principales logros obtenidos durante estas pruebas fueron:

- **Reducción de la cantidad de componentes:** Se logró reducir en gran medida la cantidad de componentes al fusionar las etapas de suma y LPF diferencial en una

sola etapa final, lo que implica además una reducción importante de la potencia consumida por el amplificador.

- **Determinación del esquema de compensación:** Se determinó el esquema de compensación necesario para mitigar las oscilaciones observadas cuando el amplificador opera a temperaturas ambiente, permitiendo obtener resolución de 1 P.E..

- **Operación en LN_2:** Se demostró que el amplificador es capaz de operar a temperatura de LN_2 manteniendo la integridad de la señal mejorando inclusive las características temporales. La tabla 4.1 muestra un resumen de las características temporales de las señales. También se ha logrado resolución de 1 P.E. hasta para $N_s = 8$ sensores en un canal de amplificación.

Tabla 4.1 Características temporales de las señales medidas del **prototipo 2**

Operación	Caliente		LN_2	
Tiempos	t_{subida}	$t_{duración}$	t_{subida}	$t_{duración}$
N_s = 1	47 ns	450 ns	46.6 ns	426.6 ns
N_s = 8	40 ns	2500 ns	126.5 ns	1140 ns

Fuente: Elaboración propia.

El **prototipo 2** del amplificador aún posee ciertas limitaciones que no permiten cumplir con los requerimientos del experimento. Estas limitaciones son:

- **Oscilaciones en LN_2:** Al sumergir el amplificador conectado con $N_s = 1$ SiPM el amplificador presentó una oscilación de $28MHz$ de muy pequeña amplitud. La oscilación desapareció cuando se aumentó N_s lo que significa que la compensación del capacitor $C_i = 36pF$ en la entrada no fue adecuada.

- **SNR:** El amplificador fue afectado en gran medida por ruido cuando $N_s = 8$. Se conjetura que parte del ruido puede originarse en las fuentes de potencia, ya que varios sistemas en PAB fueron afectados por el mismo. Otra parte del ruido no parece tener origen externo, por lo cual debe considerarse como proveniente de la primera etapa del amplificador. Si se considera el mejor de los casos, se puede obtener un SNR de 9.16 y en el peor de los casos un SNR = 1.

- **Rango Dinámico:** El rango dinámico del amplificador aún es muy limitado. Si se considera que 1 P.E. tiene una amplitud de 550 ADU aproximadamente para $N_s = 8$,

en rango dinámico de fotones en el SSP será:

$$RD_{SSP} = \frac{2^{14} - 1}{550} \approx 30 P.E.$$

Si bien 30 P.E. es un valor muy lejano al objetivo propuesto, la ganancia del amplificador puede reducirse de forma relativamente sencilla en la segunda etapa diferencial y en la primera etapa si fuese necesario; y principalmente controlando el V_{bias} de los SiPMs para obtener señales de 1 P.E. con menor amplitud.

CAPÍTULO 5

ANÁLISIS DE LAS COMPENSACIONES Y EL ESQUEMA DE SUMA DIFERENCIAL

En el presente capítulo se detalla el estudio de las compensaciones realizadas al **prototipo 2** durante las pruebas en Fermilab; y el estudio de la función de transferencia de la etapa sumadora diferencial que reemplaza la etapa sumadora y la etapa LPF diferencial en el **prototipo 1**.

5.1 Compensación de entrada

Para el análisis de la compensación de entrada se tiene en cuenta el circuito de la figura 5.1. La compensación de entrada está formada por el capacitor C_i y la resistencia R_i. Para el **prototipo 2** solo se ha considerado colocar la el capacitor C_i de forma que en este análisis resulta ser el caso en que $R_i = 0$.

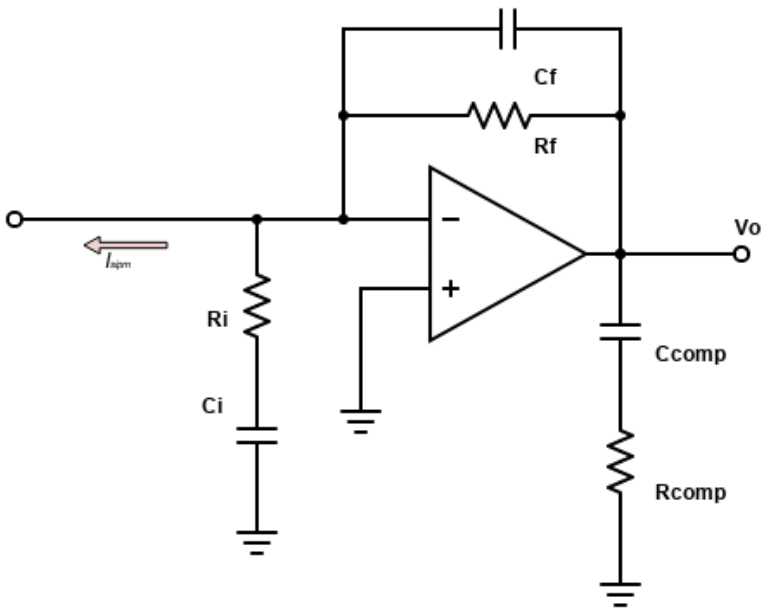


Figura 5.1 Esquema del amplificador de la primera etapa con las compensaciones de entrada y salida. **Fuente:** Elaboración propia.

Para determinar el efecto de añadir estos componentes a la entrada, se debe encontrar la función de transferencia que relaciona la corriente de entrada de los SiPMs, I_{sipm}, con el voltaje de salida. La función de transferencia en relación con la impedancias queda de la forma:

$$V_o(s) = \frac{A(s)Z_f Z_i}{A(s)Z_i + Z_i + Z_f} I_{sipm} \tag{5.1}$$

donde

$$Z_f = \frac{R_f}{1 + sR_fC_f}$$

$$Z_i = \frac{R_i}{1 + sR_iC_i}$$

$$A(s) = \frac{A_o\omega_o}{s + \omega_o}$$

si se expande la expresión de la ecuación 5.1 se halla la expresión de la función de transferencia en función a los valores de los capacitores y resistencias. La función de transferencia queda de la siguiente manera:

$$V_o = \frac{R_f(1 + sR_iC_i)}{1 + sD_1 + s^2D_2 + s^3D_3} I_{sipm} \tag{5.2}$$

donde si

$$A_o >> 1$$

se obtiene

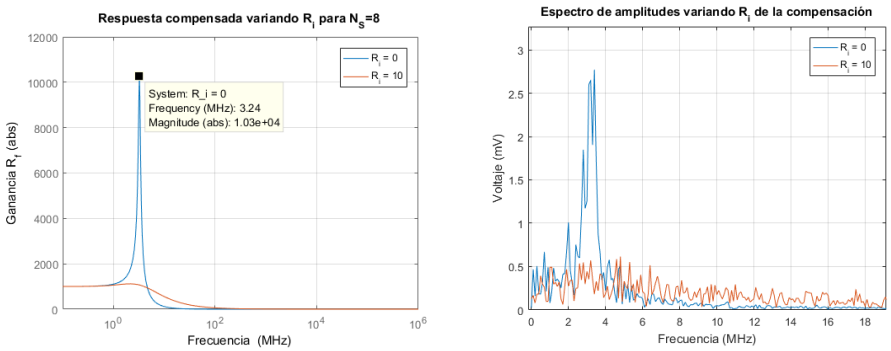
$$D_3 = \frac{R_iC_iR_fC_f}{GBP}$$

$$D_2 = R_iC_iR_fC_f + \frac{R_iC_i}{GBP} + \frac{R_f(C_f + C_i)}{GBP}$$

$$D_1 = R_fC_f + R_iC_i + \frac{R_fC_i\omega_o}{GBP} + \frac{1}{GBP}$$

$$GBP = A_o\omega_o$$

Se puede notar que la ecuación 5.2 es análoga a la ecuación 2.6 y puede considerarse que para N_s SiPMs $C_i \approx N_sC_{eq}$, donde se recuerda que C_{eq} es la capacitancia equivalente de un SiPM.



(a) (b)

Figura 5.2 Efecto de la compensación de entrada sobre la función de transferencia y el ruido de salida. (a) La función de transferencia para $R_i = 0\Omega$ (celeste) y $R_i = 10\Omega$ (Naranja) (b) Ruido de salida para $R_i = 0\Omega$ (celeste) y $R_i = 10\Omega$ (Naranja). **Fuente:** Elaboración propia.

En la figura 5.2(a) se ilustra la gráfica de Bode de la función de transferencia de $N_s = 8$ para dos valores de R_i. Para $R_i = 0$, que corresponde a la configuración de las pruebas realizadas en el **prototipo 2**, se puede notar que la función sintoniza en una frecuencia igual a $3.24MHz$. Si se introduce un ruido blanco de corriente como entrada, las frecuencias alrededor de $3MHz$ serán amplificadas por un factor de 10, causando una oscilación. La figura 5.2(b) muestra el espectro de amplitudes del ruido de salida donde claramente se observa un pico de frecuencias como el observado durante las pruebas realizadas. Si se escoge una resistencia $R_i = 10\Omega$ la sintonización en la respuesta de la función de transferencia desaparece, obteniendo una respuesta plana que elimina la oscilación de salida.

Realizando las mismas simulaciones para $N_s = 12$, se ha determinado que una resistencia R_i mayor a 3 Ω es suficiente para eliminar la sintonización de la función de transferencia.

5.2 Amplificador sumador diferencial

5.2.1 Función de transferencia

Una de las principales modificaciones que se realizaron al pasar del **prototipo 1** al **prototipo 2** fue el reemplazo del amplificador sumador LMH6629 y el FPB diferencial LMH6554 por el amplificador sumador diferencial THS4131. La figura 5.3 muestra el esquema diferencial del sumador donde se observa como se realiza la conversión de señal unipolar a diferencial a través de los puertos $V1$ a $V4$ provenientes de las etapas anteriores.

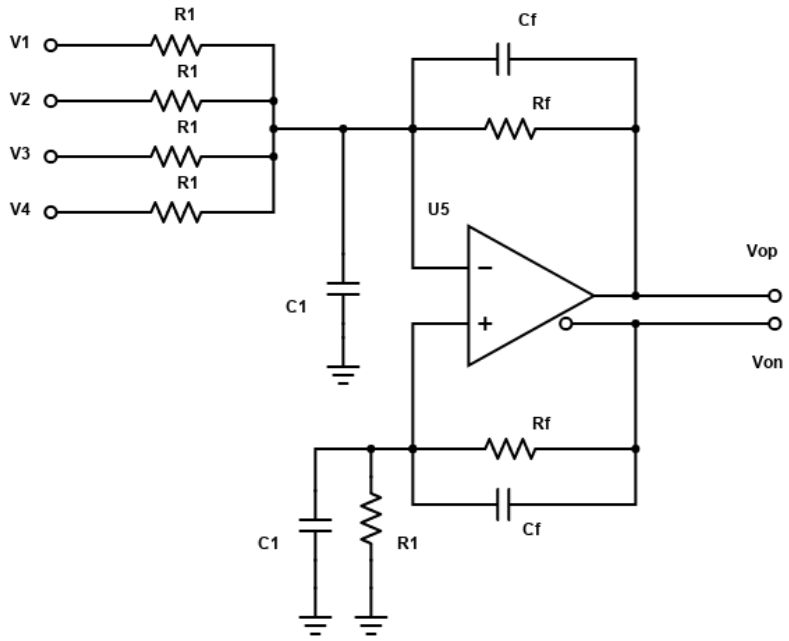


Figura 5.3 Esquema del amplificador sumador diferencial THS4131 que reemplaza la etapa de suma LMH6629 y LPF diferencial LMH6554. **Fuente:** Elaboración propia.

Para obtener la función de transferencia del amplificador se deben obtener primero la expresiones que relacionan la entrada con la salida. La figura 5.4 muestra los componentes en función a las impedancias equivalentes, los voltajes de entrada V_{in} y V_{ip} y los voltajes de salida V_{op} y V_{on}. Las expresiones que relacionan las entradas con las salidas son [25]:

$$V_{op} - V_{on} = A(s)(Vp - Vn) \tag{5.3}$$

$$V_{ocm} = \frac{V_{op} + V_{on}}{2} \tag{5.4}$$

donde

$$A(s) = \frac{A_o \omega_o}{s + \omega_o}$$

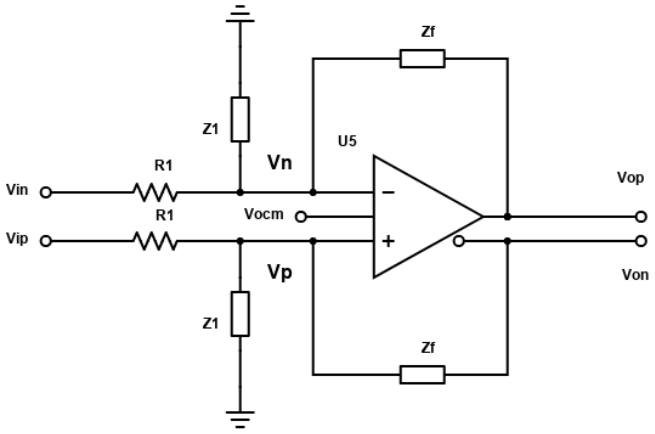


Figura 5.4 Esquema del amplificador sumador diferencial con las impedancias equivalentes y los voltajes de entrada y salida. **Fuente:** Elaboración propia.

Utilizando las leyes de Kirchhoff en los nodos, se encuentra las ecuaciones que relacionan los voltajes en los nodos. La ecuaciones quedan de la forma:

$$V_n = \frac{R_1 Z_1}{Z_1 Z_f + R_1 Z_f + R_1 Z_1} V_{op} + \frac{R_1 Z_f}{Z_1 Z_f + R_1 Z_f + R_1 Z_1} V_{in} \tag{5.5}$$

$$V_p = \frac{R_1 Z_1}{Z_1 Z_f + R_1 Z_f + R_1 Z_1} V_{on} + \frac{R_1 Z_f}{Z_1 Z_f + R_1 Z_f + R_1 Z_1} V_{ip} \tag{5.6}$$

Restando las ecuaciones 5.6 y 5.5 y considerando que $V_{ip} = 0$ según el esquema de la figura 5.3, se obtiene:

$$V_p - V_n = \frac{R_1 Z_1}{Z_1 Z_f + R_1 Z_f + R_1 Z_1} (V_{on} - V_{op}) - \frac{R_1 Z_f}{Z_1 Z_f + R_1 Z_f + R_1 Z_1} V_{in} \tag{5.7}$$

utilizando las ecuaciones 5.7 y 5.3, se halla la expresión de la función de transferencia diferencial de posee la siguiente forma:

$$(V_{op} - V_{on})(s) = \frac{-Z_1 Z_f A(s)}{Z_1 Z_f + R_1 Z_f + R_1 Z_1 + R_1 Z_1 A(s)} V_{in} \tag{5.8}$$

utilizando la ecuación 5.4 y 5.8 se puede determinar el valor de V_{op} y V_{on}, obteniendose:

$$V_{op}(s) = V_{ocm} - \frac{1}{2} \frac{Z_1 Z_f A(s)}{Z_1 Z_f + R_1 Z_f + R_1 Z_1 + R_1 Z_1 A(s)} V_{in} \tag{5.9}$$

$$V_{on}(s) = V_{ocm} + \frac{1}{2}\frac{Z_1 Z_f A(s)}{Z_1 Z_f + R_1 Z_f + R_1 Z_1 + R_1 Z_1 A(s)} V_{in} \tag{5.10}$$

Si se considera que

$$Z_f = \frac{R_f}{1 + sR_f C_f}$$

$$Z_1 = \frac{R_1}{3 + sR_1 C_1}$$

se puede expandir la ecuación 5.8 y se obtiene:

$$(V_{op} - V_{on})(s) = \frac{-R_f}{G_2 s^2 + G_1 s + G_0} Vin(s) \tag{5.11}$$

donde si $A_o >> 1$, se tiene:

$$G_2 = \frac{R_1 R_f (C_1 + C_f)}{GBP}$$

$$G_1 = R_1 R_f C_f + \frac{R_1 + 4R_f + R_1 R_f C_1 \omega_o}{GBP}$$

$$G_0 = R_1 + \frac{4R_f \omega_o}{GBP}$$

Se verifica entonces que la función de transferencia sumadora diferencial es análoga a la ecuación 3.11.

5.2.2 Impedancia de entrada

El cálculo de la expresión de la impedancia de entrada del amplificador es importante para el análisis de la compensación de salida que se realizará en la siguiente sección. Utilizando las leyes de Kirchhoff se demuestra que la impedancia de entrada tiene la siguiente forma:

$$Z_{in} = \frac{A(s) R_1 Z_1 + Z_1 Z_f + R_1 Z_1 + R_1 Z_f}{A(s) Z_1 + Z_f + Z_1} \tag{5.12}$$

y si la expresión se expande queda de la forma:

$$Z_{in}(s) = R_1 \frac{G_2 s^2 + G_1 s + G_0}{G_2 s^2 + G_{Z1} s + G_{Z0}} \tag{5.13}$$

donde

$$G_{Z1} = R_1 R_f C_f + \frac{R_1 + 3R_f + R_1 R_f C_1 \omega_o}{GBP}$$

$$G_{Z0} = R_1 + \frac{3R_f\omega_o}{GBP}$$

5.3 Compensación de salida

La compensación de salida encontrada durante la pruebas del **prototipo 2** son la resistencia R_{comp} y el capacitor C_{comp} conectados en serie entre la salida y tierra mostrado en la figura 5.1. La figura 5.5 muestra la impedancia vista desde la salida del amplificador de la primera etapa donde Z_in es la impedancia de entrada de la etapa sumadora determinada en la sección anterior.

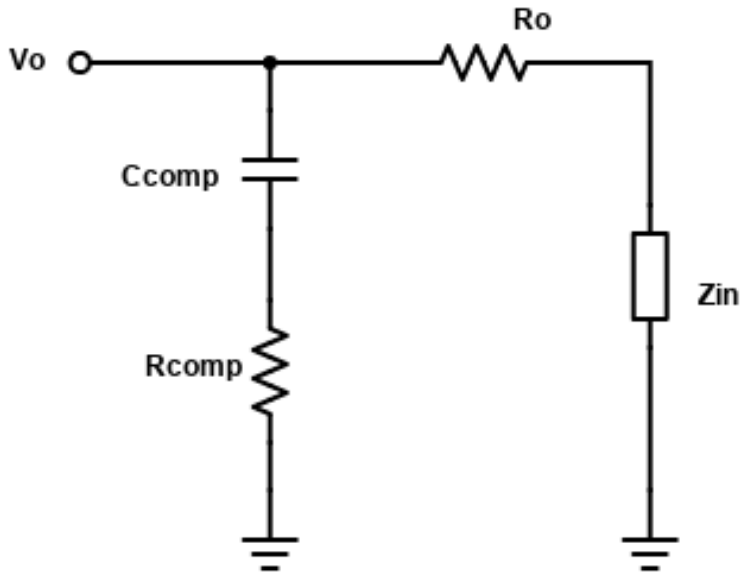


Figura 5.5 Impedancia vista desde el amplificador de la primera etapa. **Fuente:** Elaboración propia.

En la figura 5.5 también se observa una resistencia R_o que no es nada más que la resistencia que se coloca para definir la impedancia de salida del amplificador. La expresión de la impedancia equivalente de la red es muy complicada y resulta más práctico hallar el valor numérico mediante una gráfica de Bode.

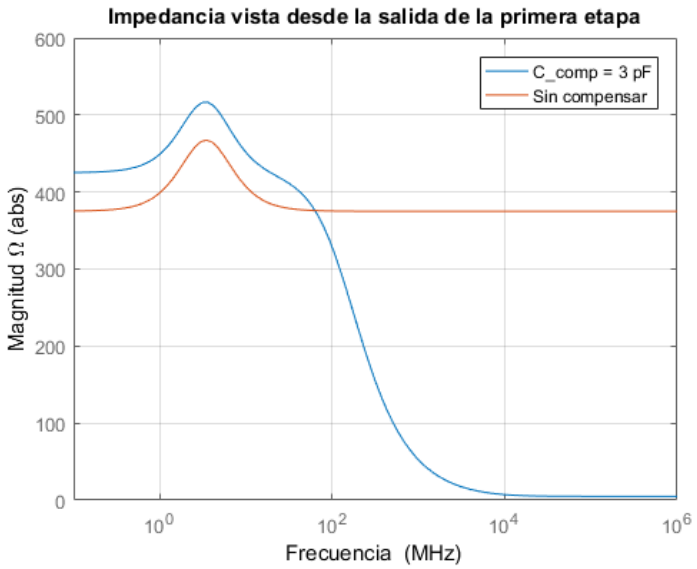


Figura 5.6 Gráfica de Bode de la impedancia vista desde el amplificador de la primera etapa
Fuente: Elaboración propia.

En la figura 5.6 se observa que la impedancia de entrada vista por el amplificador, cuando éste no es compensado, permanece casi constante para todo el espectro de frecuencias. Cuando se colocan los componentes de compensación $R_{comp} = 10\Omega$ y $C_{comp} = 3pF$ se puede apreciar que la impedancia tiende a cero para altas frecuencias, lo cual impide la aparición de altos componentes frecuenciales a la salida, como es el caso de las oscilaciones que afectaban al **prototipo 1** y **prototipo 2**.

La resistencia R_{comp} debe ser mucho menor a la impedancia de entrada, y el capacitor C_{comp} debe ser lo suficientemente grande como para colocar efectivamente el polo observado y anular los componentes de altas frecuencias, pero debe ser lo suficientemente pequeño para no afectar a las componentes frecuenciales de la señal o cargar excesivamente las salida del amplificador causando oscilaciones de relativa baja frecuencia, como se ha observado experimentalmente.

Como los prototipos 1 y 2 no tuvieron desempeño aceptable, se rediseñaron dos prototipos para que incluyan las lecciones aprendidas en las pruebas realizadas y que fueron mostradas en este capítulo.

CAPÍTULO 6

DISEÑO Y PRUEBAS DEL PROTOTIPO 3 Y EL PROTOTIPO 4

En este capítulo exponen los diseños del **prototipo 3** y el **prototipo 4** del amplificador basados en el OPA847 y el LMH6629, que se han desarrollado teniendo en cuenta las experiencias y resultados obtenidos durante las pruebas en Fermilab. Las compensaciones estudiadas en el capítulo 5 fueron incluidas en ambos diseños y las nuevas placas PCB fueron fabricadas por JLBPCB debido al buen comportamiento que presentó en todas las pruebas realizadas a temperaturas criogénicas.

Para realizar las pruebas en frío se ha diseñado y fabricado un crióstato de acero inoxidable con aislamiento de vacío donde se introdujeron los prototipos y la placa con 12 SiPMs en una baño de LN_2. Los SiPMs fueron iluminados mediante un LED que emitía un pulso de luz a una frecuencia específica y las señales de salida de los amplificadores fueron digitalizadas por un osciloscopio conectado a una computadora con el sistema *artDAQ* programado para realizar la adquisición de los datos.

Finalmente, se presentan los resultados y se detallan las características de las señales digitalizadas, y el desempeño de los circuitos en las pruebas en caliente y en frío.

6.1 Implementación de los prototipos 3 y 4

Los prototipos 3 y 4 del amplificador están basados en el OPA847 y el LMH6629 respectivamente. Los cambios realizados con respecto al **prototipo 2** son pocos puesto que se mantiene el esquema general, donde los componentes U1 al U4 fueron implementados integrando en ellos las redes de compensación estudiadas. La segunda etapa permanece casi inalterada ya que presentó un buen comportamiento durante las pruebas anteriores y no es necesario realizar ningún cambio importante de este esquema para mejorar el desempeño.

6.1.1 Diagramas Esquemáticos

6.1.1.1 Prototipo 3 El **prototipo 3** no presenta grandes cambios con respecto a su predecesor salvo la adición de los componentes de las redes de compensación en la primera etapa y el cambio de los valores de los capacitores de salida de la segunda etapa. Se han reemplazado los pines de entrada y salida por conectores SMA a modo d realizar la conexión y desconexión de forma fácil, evitando tener que soldar y desoldar cables de conexión como se realizaba con el **prototipo 2**.

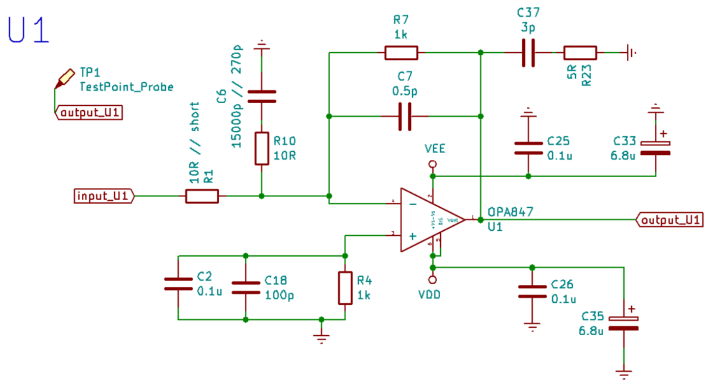


Figura 6.1 Diagrama esquemático de la primera etapa del **prototipo 3** donde el principal cambio con respecto a su predecesor fue la introducción de las redes de compensación de entrada y de salida. **Fuente:** Elaboración propia.

La figura 6.1 muestra el diagrama esquemático de la primera etapa que es análoga para los 4 canales. Se puede notar la red de compensación conectada en la entrada inversora del amplificador donde se escoge la resistencia $R10 = 10\Omega$ y el capacitor $C6$ que puede variar de valor entre $270pF$ cuando se conecta a 12 SiPMs y $15000pF$ emulando la carga capacitiva de los SiPMs cuando se desea dejar la entrada abierta. A la izquierda, la

resistencia de entrada $R1$ puede escogerse como corto o con un valor de 10Ω para limitar la ganancia del amplificador.

En el extremo superior derecho se encuentra la red de compensación de salida compuesto por el capacitor $C37$ con un valore de $3pF$ y la resistencia $R23$ con un valor de 5Ω.

La segunda etapa U5 permanece inalterada con respecto al diagrama esquemático de la figura 4.12 salvo dos modificaciones puntuales. Los valores de los capacitores de salida $C14$ y $C15$ cambian de $0.33\mu F$ a $47\mu F$.

6.1.1.2 Prototipo 4 El diagrama esquemático de la primera etapa del **prototipo 4** es análogo al de la figura 6.1 salvo algunos componentes que permiten implementar ciertas características especiales del funcionamiento del LHM6629.

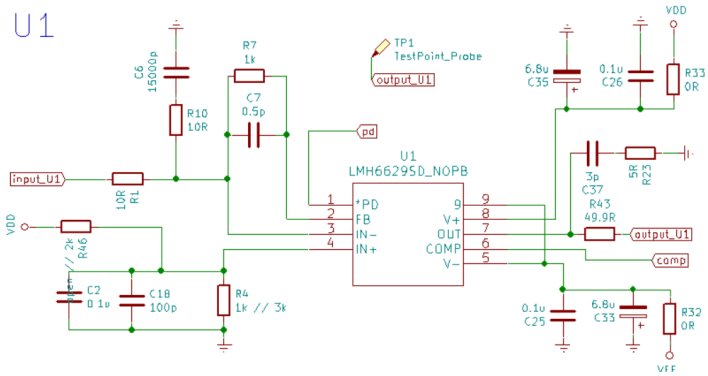


Figura 6.2 Diagrama esquemático de la primera etapa del **prototipo 4**. El funcionamiento del circuito es análogo al **prototipo 3**. **Fuente:** Elaboración propia.

En la figura 6.2 se ilustra el diagrama esquemático de la primera etapa del **prototipo 4**, donde se observa que el componente U1 posee pines extra en relación al componente U1 del **prototipo 1** visualizado en la figura 4.1 (que también se implementó con el LMH6629). Esto se debe a que en este diseño se utilizó el empaquetado WSON de 8 pines, que posee 3 pines extra que el empaquetado SOT-23-5 utilizado anteriormente. La principal ventaja de utilizar este empaquetado es la posibilidad de compensar internamente el amplificador mediante el pin COMP, permitiendo obtener un mejor desempeño en la respuesta del amplificador para ganancias pequeñas. Además, el empaquetado posee un pin de realimentación FB que conecta internamente el pin de salida permitiendo disminuir la longitud de la pista de realimentación; y un pin de encendido PD que permite encender y apagar el amplificador si se desea ahorrar energía.

Una característica especial del LMH6629 es su capacidad de operar tanto con fuente dual como con fuente simple mientras la diferencia $V_+ - V_-$ sea como máximo $5.5V$. Si se desea operar con fuente dual se deben colocar cortos en las resistencias $R32$ y $R33$; y dejar en abierto la resistencia $R46$. Si se desea operar con fuente simple se debe dejar en corto los capacitores $C25$ y $C33$, dejar en abierto la resistencia $R32$ y realizar el corto en la resistencia $R33$.

Cuando se opera con fuente simple es necesario montar la señal sobre un pedestal debido a que la señal amplificada del SiPM es negativa según la función de transferencia, lo cual implica un recorte de la señal en la operación de fuente simple. Colocando la resistencia $R46$ conectada a V_{DD} se crea un divisor de tensión con la resistencia $R4$ en la entrada no inversora que permite colocar el pedestal necesario a la salida, siendo el valor del pedestal de salida igual a:

$$V_{po} = \frac{R4}{R46 + R4} V_{DD}$$

La segunda etapa sumadora U5 es análoga a su homólogo del **prototipo 3** salvo la introducción de 4 capacitores $C44$,$C45$,$C46$ y $C47$, colocados en serie en la entrada como se observa en la figura 6.3. La función de estos capacitores es desacoplar la componente DC del pedestal en la cual la señal amplificada del SiPM fue montada.

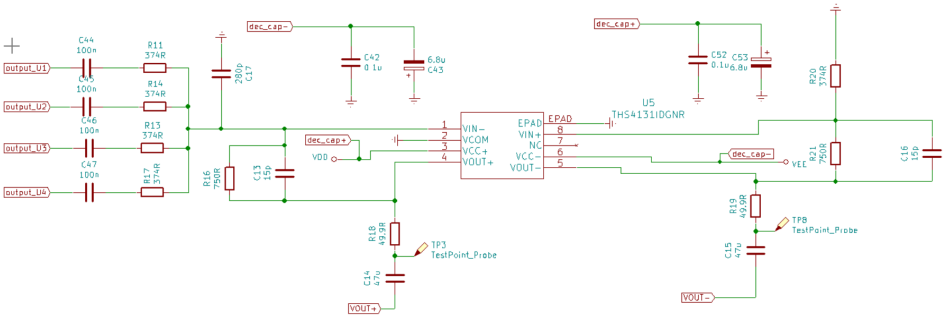


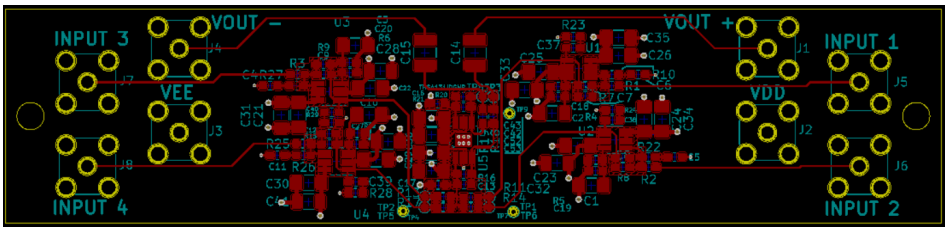
Figura 6.3 Diagrama esquemático de la etapa sumadora diferencial del **prototipo 4**. El funcionamiento del circuito es análogo al **prototipo 3** salvo la introducción de 4 capacitores en las entradas para el desacople del voltaje de pedestal insertado en la primera etapa. **Fuente:** Elaboración propia.

6.1.2 Diseño del PCB

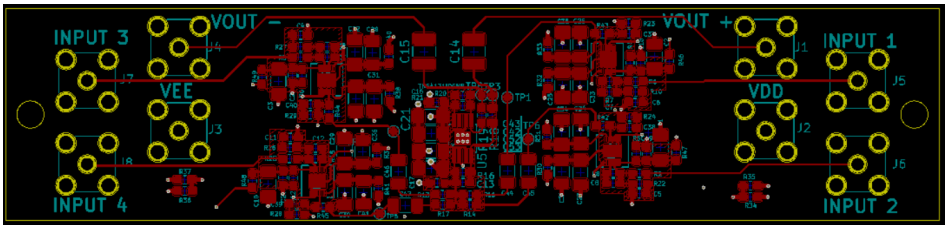
El diseño del PCB para los prototipos 3 y 4 es análogo al diseño del **prototipo 2** presentado en el capítulo 4. Los placas PCB tienen el mismo factor de forma y los componentes

fueron distribuidos de manera similar gracias a que las modificaciones realizadas no ocupan mucho espacio.

La distribución de los planos de cobre es la misma, siendo la capa frontal donde se realiza el ruteo de la pistas de señales y donde se colocan las huellas de todos los componentes. La capa trasera de cobre corresponde al plano de tierra y las capas internas corresponden a los planos que distribuyen la potencia al circuito en los nodos V_{DD} y V_{EE}.



(a)



(b)

Figura 6.4 Capa frontal del diseño del PCB donde se puede apreciar la disposición de las huellas de los componentes. (a) **prototipo 3**. (b) **prototipo 4**. **Fuente:** Elaboración propia.

En la figura 6.4 se ilustra la disposición de las huellas de los componentes en la capa frontal de cada prototipo. Cada prototipo cuenta con 4 entradas SMA acondicionadas para $N_s = 12$ SiPMs cada una, dos salidas SMA VOUT+ y VOUT- correspondientes a la salida diferencial del amplificador sumador, y dos entradas de potencia SMA VEE y VDD.

6.2 Banco de pruebas en el LME-FIUNA

Para realizar las pruebas de los prototipos 3 y 4 en el Laboratorio de Mecánica y Energía de FIUNA fue necesario diseñar, construir y montar un banco de pruebas que permita almacenar el LN_2 durante el tiempo suficiente para adquirir y digitalizar las señales del amplificador y los SiPMs sumergidos. Además, fue necesario programar el sistema de

adquisición de datos con la herramienta *artDAQ* para procesar la información proveniente del digitalizador y almacenarla en una computadora.

El banco de pruebas diseñado, que se muestra en la figura 6.5, consiste en la siguientes partes:

- Un criostato de acero inoxidable con aislación térmica de vacío donde se realiza el almacenamiento del LN_2 y se sumergen los circuitos de prueba.
- Un osciloscopio de la marca *GWInstek* utilizado para realizar la digitalización de las señales provenientes del amplificador dentro del criostato.
- Un circuito de *driver* LED que emite pulsos de luz a una frecuencia fija.
- Un generador de pulsos cuadrados que fija la frecuencia de disparo de los pulsos LED.
- Un fuente de alimentación *Keithley* de tres canales utilizada para proveer la alimentación de potencia a los circuitos y el voltaje V_{bias}.
- Una computadora donde se ejecuta el sistema de adquisición de datos utilizando la herramienta *artDAQ*.

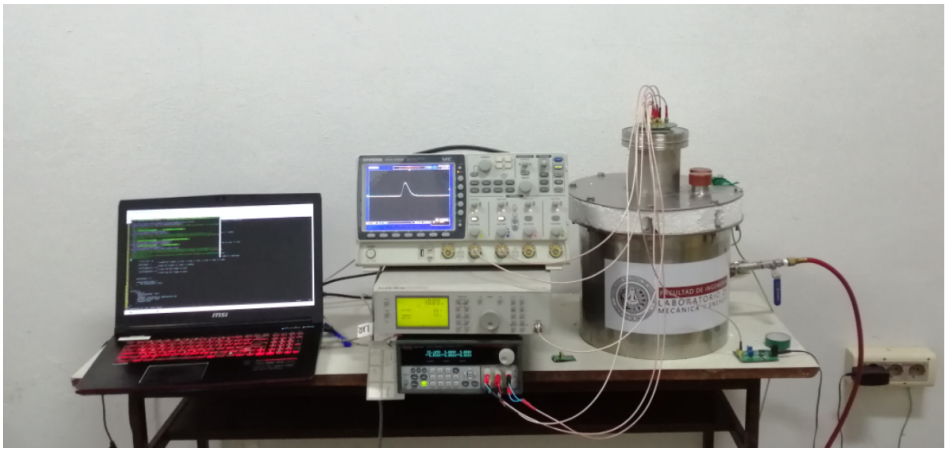


Figura 6.5 Banco de pruebas criogénico en el LME-FIUNA. A la izquierda se encuentra la computadora ejecutando el sistema *artDAQ*. En el centro, de arriba a abajo se encuentran el osciloscopio, el generador de señales y la fuente DC. A la derecha se encuentra el criostato diseñado y construido en FIUNA. **Fuente:** Elaboración propia.

6.2.1 Placa de 12 SiPMs

EL LME-FIUNA cuenta con 12 SiPMs Hamamatsu disponibles para ser utilizados en la pruebas de frío. Si bien hubiese sido ideal contar con los 48 sensores conectados, ya es suficiente con caracterizar uno de los 4 canales de amplificación conectados a 12 SiPMs mientras los otros 3 son conectados a capacitores que emulan la carga capacitiva de 12 SiPMs en sus respectivas entradas.

Para poder utilizar los SiPMs, se diseñó una placa que alberga a los 12 SiPMs y sus respectivos filtros de Vbias y resistencias de salida conectadas a través de dos conectores SMA. Los SiPM son componentes superficiales y se debe realizar la soldadura de los 12 detectores con sumo cuidado para no causar daños.

La soldadura de la placa mostrada en la figura 6.6 fue realizada con una pistola de calor siguiendo la curva de temperatura de reflujo [9], que fue medida mediante una termocupla colocada sobra la placa PCB durante todo el proceso, nunca superando los $240°C$.

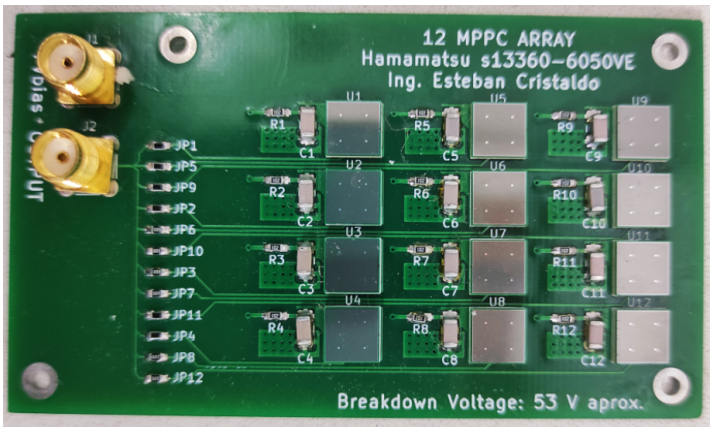


Figura 6.6 Placa con los 12 SiPMs y sus respectivos filtros de V_{bias} y resistencias de salidas, utilizado durante la pruebas. **Fuente:** Elaboración Propia.

6.2.2 Sistema de adquisición de datos

Para realizar la adquisición de los datos de las señales digitalizadas de los SiPMs amplificadas por los prototipos, se utilizó el osciloscopio *GWInstek - GDS3354* conectado a una computadora que ejecuta el sistema artDAQ especialmente programado para estas pruebas.

El sistema artDAQ es un conjunto de herramientas compuesto por scripts, clases base y aplicaciones con las que se puede construir un sistema DAQ. Este sistema es desarrollado

por la División de Computación de Fermilab y será el principal software DAQ utilizado en el experimento DUNE. Para más información consultar el anexo 2 de la referencia [14].

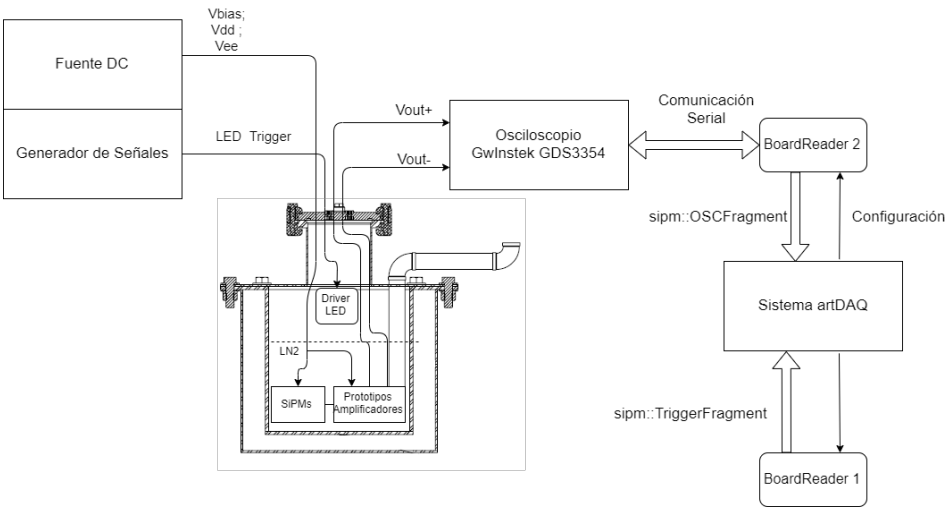


Figura 6.7 Esquema del sistema de adquisición de datos para el banco de pruebas. **Fuente:** Elaboración Propia.

6.2.2.1 Descripción del sistema de adquisición de datos La figura 6.7 muestra el esquema completo del sistema de adquisición datos del banco de pruebas con todos los componentes descritos anteriormente. La fuente DC se encarga de proveer el voltaje V_{bias} para los SiPMs, V_{DD} y V_{EE} para el amplificador y el driver LED respectivamente. Por otra parte, el generador de señales provee una señal cuadrada TTL al driver LED que es configurada manualmente a una frecuencia específica que dispara un pulso de luz de $50ns$ de duración cada vez que detecta un flanco de subida en dicha señal TTL. Las salidas diferenciales del amplificador V_{out+} y V_{out-} y todas las señales mencionadas anteriormente, son conectadas al osciloscopio desde el interior del criostato a través del adaptador mostrado en la figura A.2. Por último, el osciloscopio se conecta a la computadora a través de un cable USB y se comunican por medio de protocolo serial.

6.2.2.2 Sistema artDAQ implementado El principio de operación de artDAQ está basado en la generación, filtrado y análisis de eventos. Cada evento está compuesto por fragmentos que poseen una carga útil de datos, un metadato y cabecera con información pertinente de la carga útil como frecuencia de muestreo, estampa temporal, tamaño del fragmento, etc.

El sistema artDAQ esta compuesto por módulos encargados de generar fragmentos llamados *BoardReaders*, que se comunican con la interfaz del hardware para adquirir los

datos. Una vez que los fragmentos son generados, los módulos llamados *EventBuilders* se encargan de agrupar estos fragmentos y generar los eventos. Posteriormente, los *EventBuilders* envían los eventos a los módulos *Dataloggers*, que se encargan de escribir los datos brutos en disco utilizando el formato .root, y, finalmente, los eventos son entregados a los módulos *Dispatchers* encargados de realizar la conexión con otros módulos *art* especializados para el monitoreo en línea y procesamiento de datos de los eventos.

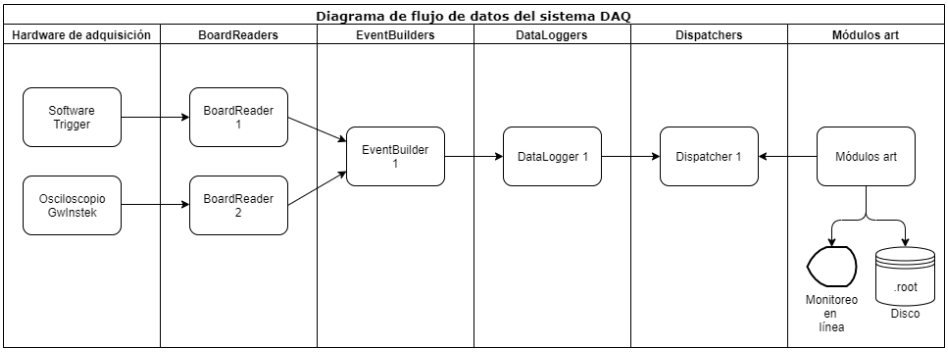


Figura 6.8 Diagrama de flujo de datos entre los componentes del sistema artDAQ. **Fuente:** Elaboración Propia.

En la figura 6.10 se observa el diagrama de flujo de datos a través del sistema artDAQ implementado. El sistema posee dos módulos *BoardReaders*, el primer *BoardReader 1* se conecta con una interfaz emulando un hardware que produce un fragmento llamado *sipm::TriggerFragment* a una tasa específica (e.g. 10 Hz) que se utiliza para señalizar la generación de un evento al *EventBuilder 1*. Por otro lado, el *BoardReaders 2* se comunica con el osciloscopio a través de una clase interfaz programada para obtener los datos vía protocolo serial y generar los fragmentos *sipm::OSCFragment*, almacenándolos en una cola hasta recibir una solicitud del *EventBuilder*.

Cuando el *EventBuilder 1* recibe el fragmento *sipm::TriggerFragment* del *BoardReader 1*, comanda al *BoardReader 2* que le transfiera el contenido de su cola, encargándose de empaquetar los fragmentos recibidos en un evento. Este proceso se puede visualizar en la figura 6.9(a) donde se detalla un evento con una cabecera que contiene un fragmento tipo *sipm::TriggerFragment* seguido de muchos fragmentos de tipo *sipm::OSCFragment* como se observa en la figura 6.9(b).

Luego de generar el evento, el *EventBuilder 1* lo envía hasta el *Dispatcher 1* a través del *Datalogger 1*, donde módulos *art* se conectan para recibir los eventos, desempaquetarlos y realizar el procesamiento y formateo de los fragmentos *sipm::OSCFragment* que contienen los datos digitalizados. Finalmente, los datos formateados se guardan como

datos tipo *TGraph* en un archivo .root, donde cada archivo contiene dos vectores de datos correspondientes a las señales V_{out+} y V_{out-}.

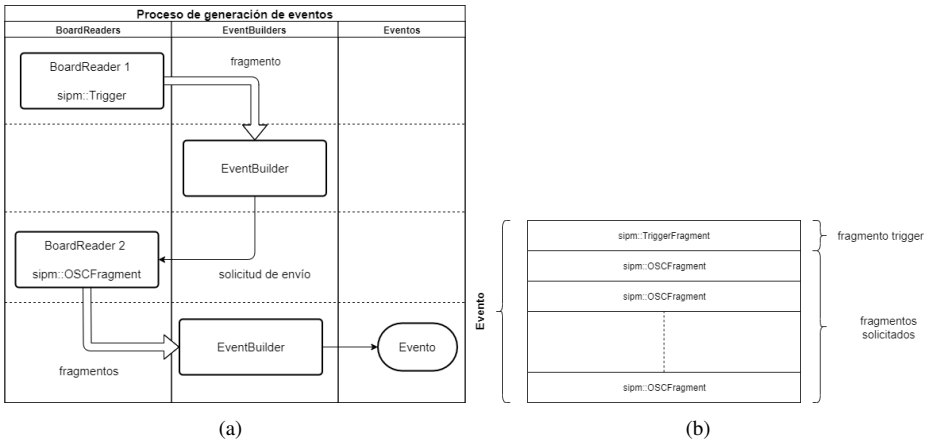


Figura 6.9 Proceso de generación de un evento en el sistema artDAQ implementado. (a) Generación del evento. (b) Fragmentos contenidos en un evento. **Fuente:** Elaboración propia.

6.3 Pruebas del prototipo 3 y 4

Con el banco de pruebas montado, las placas de los circuitos amplificadores y los SiPMs armados, se realizaron las pruebas en caliente y en frío para determinar la respuesta de las señales amplificadas, llevadas a cabo en el laboratorio de Instrumentación del LME-FIUNA.

Las pruebas en caliente se realizaron introduciendo el amplificador y las placas SiPM dentro del criostato vacío, que permitió que los fotones externos del medio ambiente no afectaran la mediciones provocando excesivos disparos de las microceldas de los SIPMs. Esto se logró gracias a que el criostato está completamente sellado del medio ambiente externo.

La pruebas en frío fueron llevadas a cabo vertiendo LN_2 dentro del criostato para luego introducir lentamente la placas electrónicas a modo de no ocasionar un excesivo shock térmico que podría causar una rotura en las pistas de cobre, en el empaquetado de los componentes o en las soldaduras.

El nivel de LN_2 dentro del criostato se mantuvo siempre por debajo de la mitad de la altura del cilindro interno, debido a que las temperaturas bajas causaban un mal funcionamiento del driver LED cuando el nivel del LN_2 se encontraba cerca del circuito.

Por último, menciona que todas las pruebas realizadas salvo las pruebas de las compensaciones, fueron llevadas a cabo con $N_s = 12$ SiPMs ya que los datos con $N_s = 1$, como se ha presentado en capítulo 4, solo tienen relevancia a modo de prueba del amplificador.

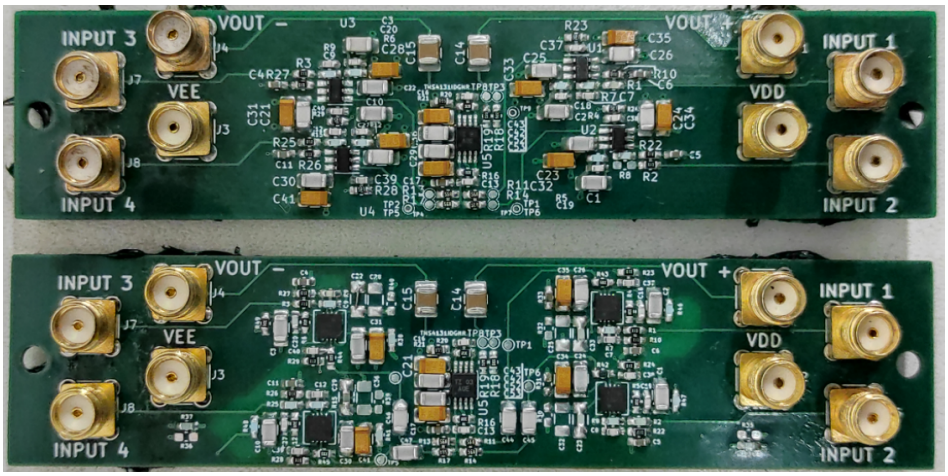


Figura 6.10 Fotografía de las placas de circuitos del **prototipo 3** (superior) y del **prototipo 4** (inferior), que fueron utilizados durante las pruebas en caliente y en frío en el LME FIUNA. **Fuente:** Elaboración Propia.

6.4 Pruebas en caliente

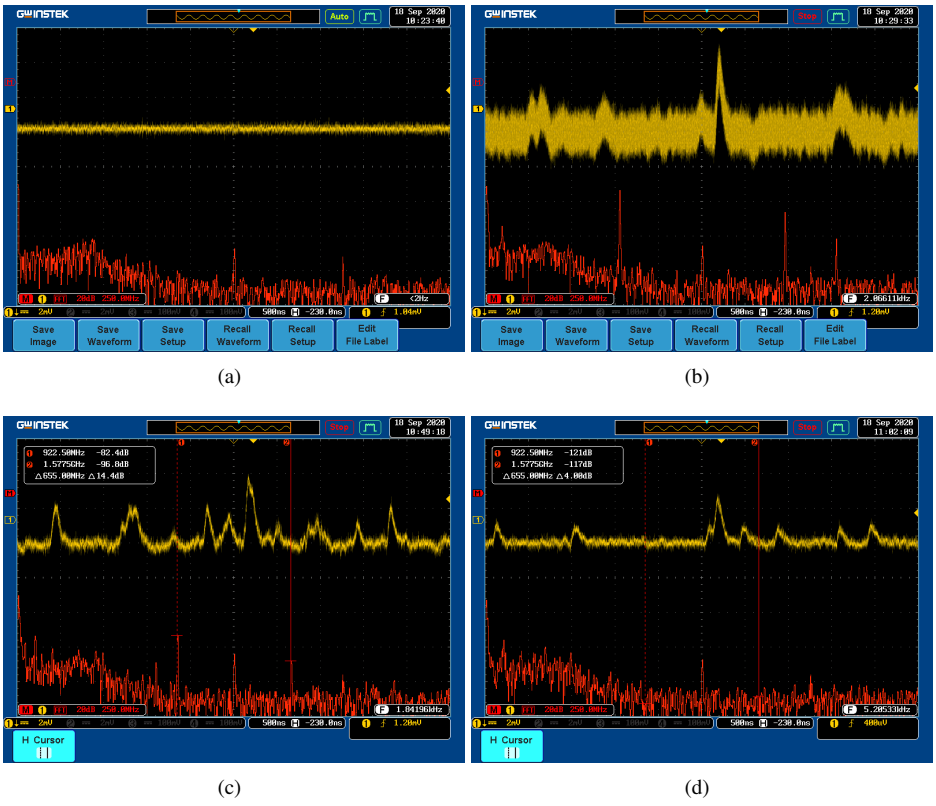
6.4.1 Efecto de las compensaciones

La primera prueba en caliente realizada fue una comparación de la operación de los prototipos cuando son compensados por las redes descritas en el capítulo 5. Para ello, se han capturado las salidas del osciloscopio para tres casos:

1. El amplificador sin ninguna compensación.

2. El amplificador con solo la compensación de salida.

3. El amplificador con ambas compensaciones, de entrada y de salida.



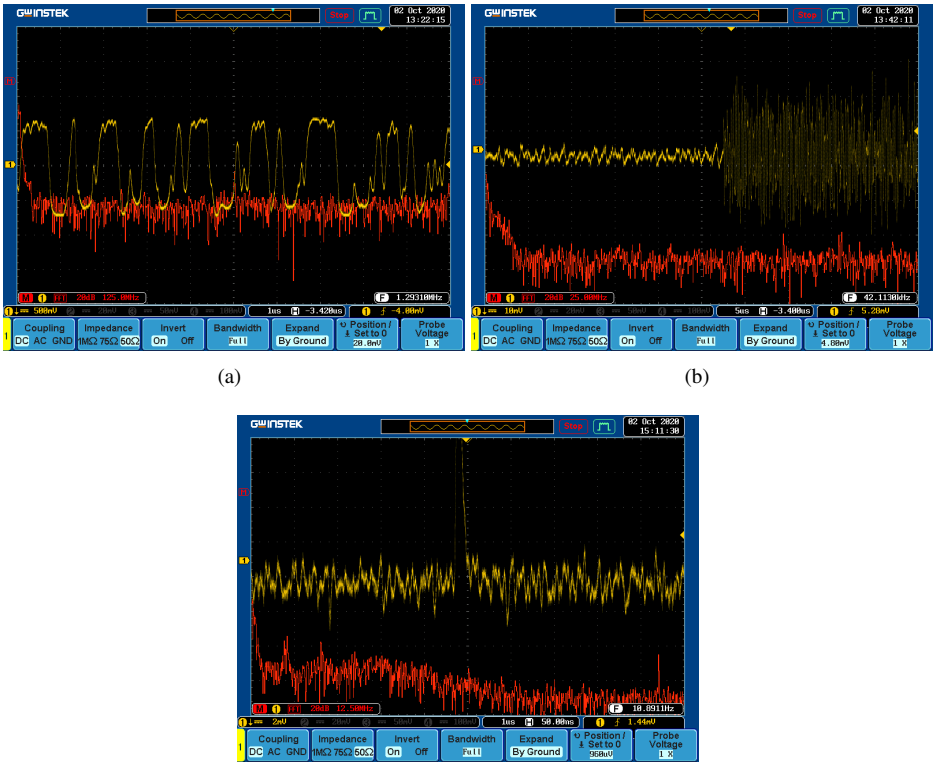
(a) (b)

(c) (d)

Figura 6.11 Efecto de las compensaciones en el **prototipo 3** basado en el OPA847 vistos en el canal de salida V_{out-} (amarillo) y su transformada de Fourier (rojo). (a) Señal base del osciloscopio donde se observan componentes de ruido y oscilaciones intrínsecas a él mismo cuando se deja sin conectar la entrada de digitalización. (b) Circuito sin compensar. (c) Circuito con la compensación de salida. (d) Circuito con la compensación de entrada y de salida. **Fuente:** Elaboración Propia.

La figura 6.11 muestra las capturas realizadas para los tres casos citados con el **prototipo 3**. Como referencia, se ha capturado el ruido base del osciloscopio mostrado en (a), cuando se deja sin conectar la entrada de digitalización, se puede observar un pico oscilatorio de alta frecuencia y picos de baja frecuencia que son intrínsecos al osciloscopio. Cuando no se realiza ninguna compensación, caso mostrado en (b), el amplificador muestra las típicas oscilaciones de alta frecuencia vistas en la anteriores pruebas. Si se coloca la compensación de salida, estas oscilaciones son atenuadas en gran medida pero no totalmente eliminadas como se puede observar realizando la transformada de Fourier (rojo) para observar el espectro de frecuencias en (c) en comparación con el espectro de frecuencias en (b). Finalmente, colocando la compensación de entrada, se logra eliminar por completo las oscilaciones vistas en (b) y (c) como se muestra en (d), donde la transfor-

mada de Fourier no presenta componentes de alta frecuencia que no sean intrínsecas al osciloscopio. Se puede verificar que las oscilaciones vistas en (b) y (d) fueron eliminadas gracias a las redes de compensaciones colocadas.



(a) (b)

(c)

Figura 6.12 Efecto de las compensaciones en el **prototipo 4** basado en el LMH6629 para $V_{DD} = 2.5V$, $V_{EE} = -2.5V$ vistos en el canal de salida V_{out-} (amarillo) y su transformada de Fourier (rojo) (a) Cuando el prototipo no es compensado presenta severas inestabilidades. (b) La compensación de salida no elimina la inestabilidad. (c) Si se agrega la compensación de entrada, el circuito presenta oscilaciones de baja frecuencia. **Fuente:** Elaboración Propia.

De la misma forma, la figura 6.12 muestra el efecto de las compensaciones en el **prototipo 4**. En este caso, cuando el amplificador es alimentado por fuentes dobles ($V_{DD} = 2.5V$ y $V_{EE} = -2.5V$), presenta severas inestabilidades como se observa en (a). Cuando se coloca la compensación de salida, el amplificador presenta inestabilidades esporádicas donde la inestabilidad aparece y desaparece en ráfagas como se puede apreciar en (b). Si se colocan las compensaciones de entrada y de salida el amplificador se estabiliza

presentando oscilaciones de baja frecuencia como se observa en la transformada de Fourier (rojo) en (c).

No fue posible eliminar las oscilaciones de baja frecuencia vistas en **prototipo 4** con ningún valor de compensación. A medida que estos valores se iban probando, el amplificador pasaba de tener oscilaciones a tener inestabilidades que impedían tener una respuesta parecida al **prototipo 3**. Volviendo entonces a la configuración inicial, se procedió a alimentar el amplificador LMH6629 con fuente simple ($V_{DD} = 5V$ y $V_{EE} = 0V$), lo cual logró inmediatamente estabilizar el amplificador y obtener la respuesta deseada como se observa en la figura 6.13.

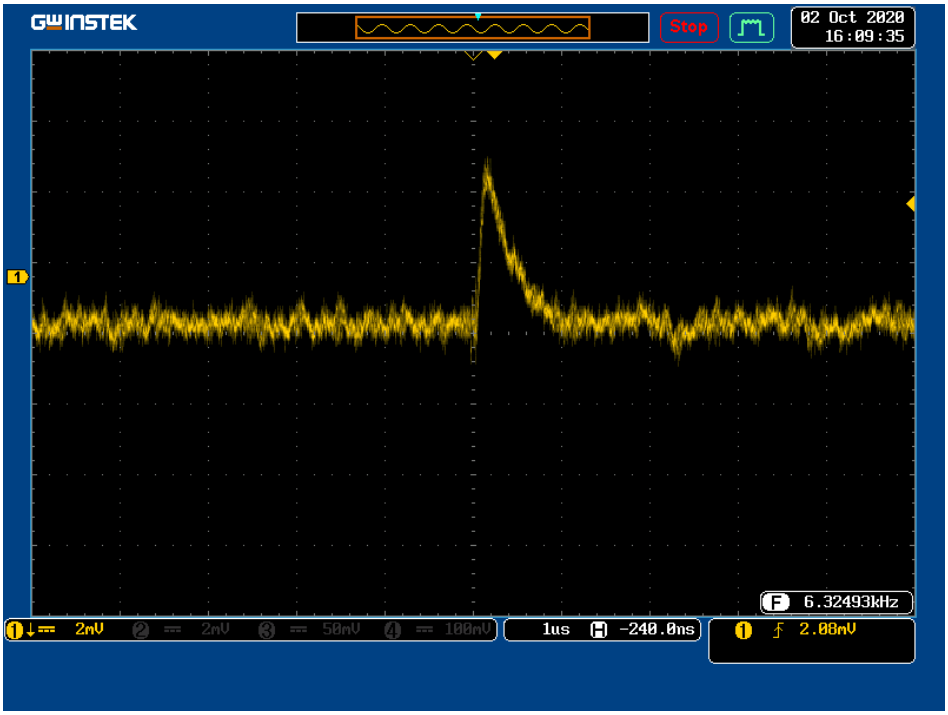
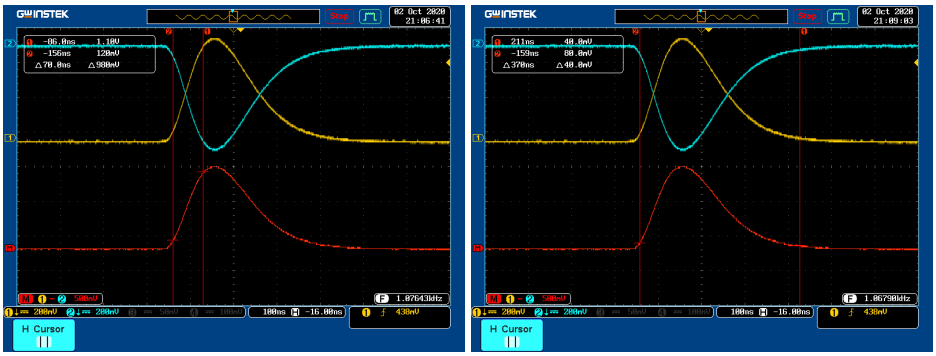


Figura 6.13 Señal del **prototipo 4** utilizando fuente simple ($V_{DD} = 5V$ y $V_{EE} = 0V$) con la compensación de entrada y de salida se logra una respuesta estable. **Fuente:** Elaboración Propia.

6.4.2 Prototipo 3: tiempos de subida y duración de las señales

Para conocer las características temporales de la señal amplificada es necesario obtener una señal de gran amplitud mediante el disparo de múltiples microceldas a una frecuencia específica. Esto se logra iluminando los SiPMs con un LED que es encendido por pulso

de $50ns$ del driver diseñado que recibe una señal TTL del generador de señales, el cual fija la frecuencia de disparo.



(a) (b)

Figura 6.14 Características de la señal amplificada con el **prototipo 3** cuando $R1 = 0\Omega$ en caliente. (a) Tiempo de subida $\approx 70ns$ (b) Tiempo de duración $\approx 370ns$. **Fuente:** Elaboración Propia.

La figura 6.14 muestra la señal diferencial (rojo) y las señales de los canales de salida V_{out+} (amarillo) y V_{out-} (celeste), de grandes amplitudes, cuando se coloca un corto en la resistencia $R1$. Se colocan los cursores verticales y se mide la diferencia temporal para hallar el tiempo de subida y tiempo de duración de la señal. Se halla que el tiempo de subida es de aproximadamente $70ns$ y el tiempo de duración es de $370ns$ como se puede observar en la figuras (a) y (b), respectivamente.



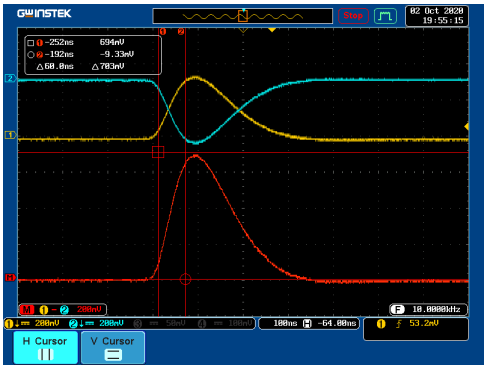
(a) (b)

Figura 6.15 Características de la señal amplificada con el **prototipo 3** cuando $R1 = 10\Omega$ en caliente. (a) Tiempo de subida $\approx 78ns$ (b) Tiempo de duración $\approx 1010ns$. **Fuente:** Elaboración Propia.

Se procede a cambiar la resistencia $R1 = 0\Omega$ a un valor de $R1 = 10\Omega$ y se realiza el mismo procedimiento. La figura 6.15 muestra la señal diferencial donde se ha medido el tiempo de subida aproximadamente igual a $78\ ns$ y el tiempo de duración que es de aproximadamente $1010\ ns$, como se verifica en (a) y (b), respectivamente.

6.4.3 Prototipo 4: tiempos de subida y duración de las señales

De forma análoga al **prototipo 3**, se obtienen las características temporales de la señal del **prototipo 4**. La figura 6.16 muestra la captura de la señal digitalizada cuando se coloca $R1 = 0\Omega$. Según (a), el tiempo de subida es igual a $60ns$ y el tiempo de duración de la señal es de $335ns$ aproximadamente.

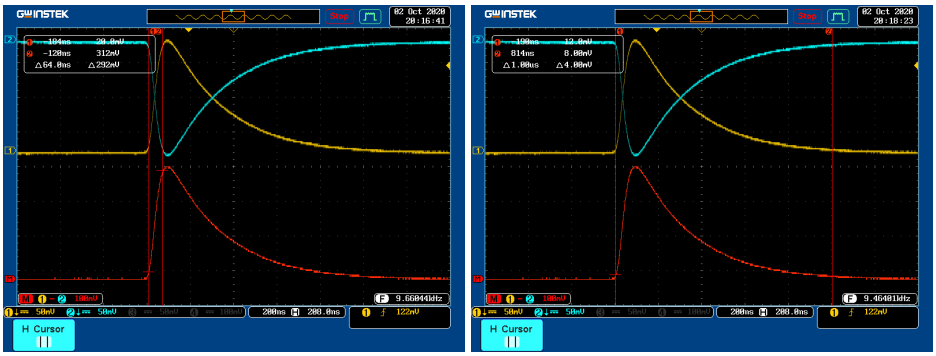


(a)



(b)

Figura 6.16 Características de la señal amplificada con el **prototipo 4** cuando $R = 0\Omega$ en caliente. (a) Tiempo de subida $\approx 60ns$ (b) Tiempo de duración $\approx 335ns$. **Fuente:** Elaboración Propia.



(a) (b)

Figura 6.17 Características de la señal amplificada con el **prototipo 4** cuando $R1 = 10\Omega$ en caliente. (a) Tiempo de subida $\approx 64ns$ (b) Tiempo de duración $\approx 1000ns$. **Fuente:** Elaboración Propia.

La figura 6.17 muestra la señal cuando se coloca una resistencia igual a 10Ω en $R1$. El tiempo de subida de la señal es de aproximadamente $64ns$ y el tiempo de duración es de $1000ns$ aproximadamente.

6.4.4 Sobre las características temporales de las señales en caliente

Entonces se verifica que ambos prototipos cumplen con la especificación de un tiempo de duración menor o igual a $1000ns$ y un tiempo de subida menor a $100ns$. Inclusive, utilizando un corto en $R1$, se puede reducir substancialmente el tiempo de duración de la señal hasta los $370ns$ en el caso del **prototipo 3** y hasta $335ns$ en el **prototipo 4**.

6.5 Pruebas en frío

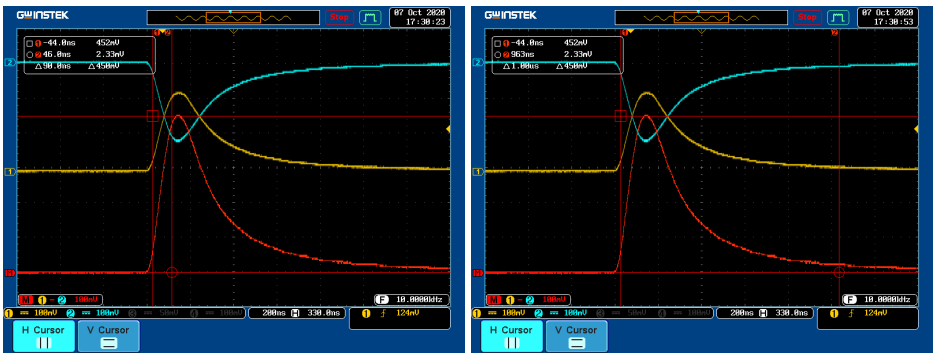
Para realizar las pruebas en frío, se procedió a llenar un cuarto de la altura del criostato con LN_2 y lentamente se introdujeron los circuitos y se esperó unos minutos para que se estabilice la temperatura de los componentes.

Primero se tomaron capturas con el osciloscopio a modo de realizar una comparación de la características de las señales de grandes amplitudes a bajas temperaturas en relación tomadas a temperatura caliente. De igual manera se utilizó la señal LED para realizar los disparos de las micro celdas en los SiPMs.

Luego, se procedió a apagar el LED y tomar datos de los pulsos de baja amplitud asociados con el ruido oscuro de las microceldas. Estos datos fueron adquiridos utilizando el sistema de adquisición de datos que se ha mostrado anteriormente.

6.5.1 Prototipo 3: tiempos de subida y duración de las señales en frío

La figura 6.18 muestra las capturas de las señales que son análogas a las pruebas realizadas en caliente para el **prototipo 3**. Se puede verificar en (a) que el tiempo de subida es aproximadamente $90ns$ y en (b) que el tiempo de duración es aproximadamente $1000ns$ cuando la resistencia de entrada $R1 = 10\Omega$.



(a) (b)

Figura 6.18 Características de la señal amplificada con el **prototipo 3** en LN_2 cuando $R1 = 10\Omega$. (a) Tiempo de subida $\approx 90ns$ (b) Tiempo de duración $\approx 1000ns$. **Fuente:** Elaboración Propia.

La figura 6.19 muestra la señal cuando se coloca $R1$ en corto. Se puede observar que la señal posee una leve distorsión que empuja la duración de la señal a un valor mayor que su homólogo a temperaturas en caliente. Se midió el tiempo de subida igual a aproximadamente $90ns$ y el tiempo de duración igual a $540ns$. La distorsión observada en la señal puede ser causada por la variación del parámetro GBP del amplificador cuando es sumergido en LN_2.

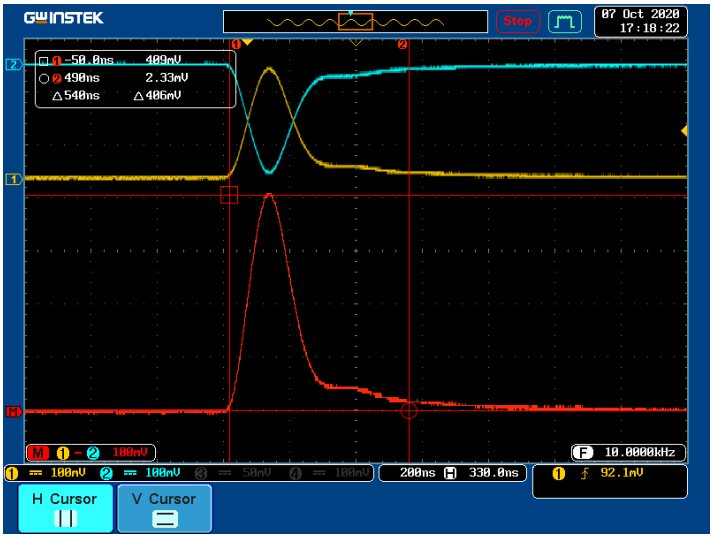


Figura 6.19 Características de la señal amplificada con el **prototipo 3 en** LN_2 cuando $R1 = 0\Omega$. **Fuente:** Elaboración Propia.

6.5.2 Prototipo 4: tiempos de subida y duración de las señales en frío

Cuando el prototipo 4 fue sumergido en LN_2 y encendido por primera vez con $V_{DD} = 5V$, el amplificador presentó severas oscilaciones. Variando el voltaje V_{DD} entre $2.5V$ y $5.5V$ se pudo encontrar que el amplificador es estable cuando $V_{DD} = 3V$ exactamente, presentando oscilaciones si es que el valor de V_{DD} variase en $\pm 0.1V$.



(a) (b)

Figura 6.20 Características de la señal amplificada con el **prototipo 4** en LN_2 cuando $R1 = 10\Omega$. (a) Tiempo de subida $\approx 74ns$ (b) Tiempo de duración $\approx 1090ns$. **Fuente:** Elaboración Propia.

Análogo a las señales de la sub-sección anterior, la figura 6.20 muestra los cursores para calcular el tiempo de subida, que es aproximadamente igual a $74ns$ según (a) y el tiempo de duración es de aproximadamente $1090ns$ según (b).

De igual manera que el **prototipo 3**, la señal presenta una distorsión que no es observada en caliente cuando $R1$. La figura 6.21 muestra la señal donde se observa un sobre pico negativo que extiende la señal hasta los $800ns$ aproximadamente. Formas de onda parecidas son observadas en las simulaciones de la figura 3.4, lo cual indica una modificación del parámetro GBP del amplificador LMH6629. Observando con detenimiento la figura, se puede visualizar que la señal tendría un valor de tiempo de duración aproximadamente igual $400ns$ si la oscilación fuese amortiguada. También este comportamiento es un posible indicativo de la presencia de oscilaciones de baja amplitud.

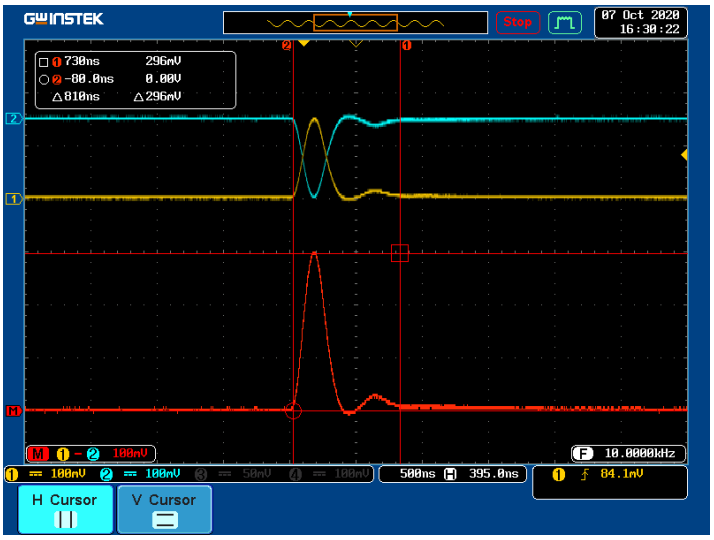


Figura 6.21 Características de la señal amplificada con el **prototipo 4 en** LN_2 cuando $R1 = 0\Omega$.
Fuente: Elaboración Propia.

6.5.3 Sobre las características temporales de las señales en frío

Ambos prototipos con $R1 = 10\Omega$ presentaron buenas características temporales cuando fueron sumergidos en LN_2. El tiempo de subida se incremento en $12ns$ para el **prototipo 3** pasando de $78ns$ en caliente a $90ns$ en frío, y el tiempo de duración permaneció casi inalterado bajando de $1010ns$ a $1000ns$. El **prototipo 4** también sufrió un incremento en el tiempo de subida igual a $10ns$ pasando de $64ns$ a $74ns$. A diferencia del **prototipo 3**,

este sufrió un incremento en tiempo de duración de la señal de $90ns$, pasando de $1000ns$ a $1090ns$.

Se observó una distorsión de la señal para ambos prototipos cuando $R1 = \Omega$. Se conjetura que este fenómeno responde a una variación del parámetro GBP del amplificador de la primera etapa. Es posible compensar este fenómeno mediante:

1. Incrementar la resistencia de salida de los SiPMs.
2. Incrementar el valor del capacitor C_f de realientación.

De las dos opciones anteriores, se recomienda la primera debido a que ayuda a obtener una respuesta estable del amplificador mientras que la segunda puede ocasionar oscilaciones indeseables como se ha observado experimentalmente.

6.5.4 Prototipo 3: análisis de las señales amplificadas y el SNR

Las pequeñas señales amplificadas son aquellas que resultan del disparo de un pequeño numero de microceldas a diferencia de las grandes señales vistas para estimar las características temporales. La unidad mínima del disparo corresponde a 1 P.E., usualmente producto del ruido oscuro que puede producir señales de 1,2, inclusive 3 o más P.E.

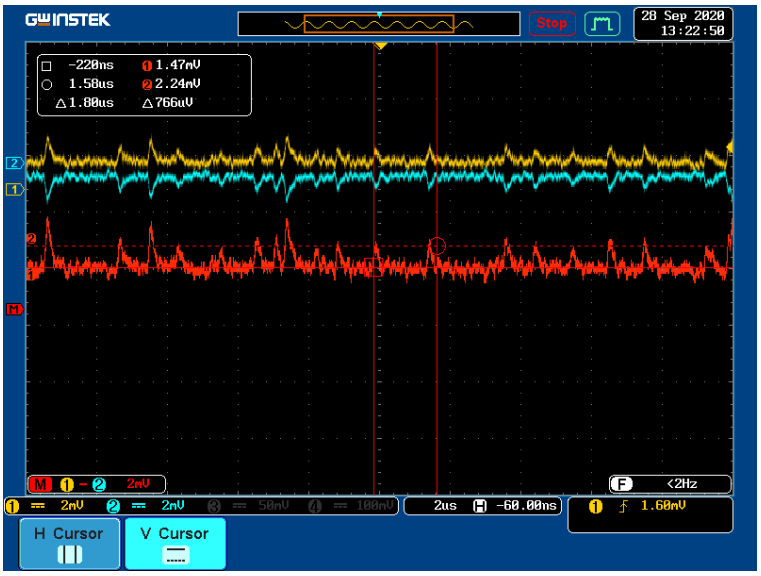


Figura 6.22 Señales pequeñas amplificadas por el **prototipo 3** de 1 P.E. y 2 P.E. donde se visualiza la señal V_{out+}(Amarillo), V_{out-}(Celeste) y la señal diferencial (rojo). **Fuente:** Elaboración Propia.

La figura 6.22 ilustra una captura de la pantalla del osciloscopio donde se visualiza las señales de salida V_{out+} (amarillo), V_{out-} (celeste) y la salida diferencial (rojo) del **prototipo 3**, producto de la amplificación de las pequeñas señales. Es posible realizar una estimación del valor pico del pulso de un 1 P.E. y del valor pico del piso de ruido utilizando los cursores del osciloscopio. Sin embargo, para realizar un análisis más detallado, es necesario disponer con un gran número de muestras de las formas de onda asociadas a 1 P.E. para poder calcular adecuadamente el SNR.

En la figura 6.23 se ilustra una digitalización realizada con el sistema artDAQ donde se observan varias señales asociadas a 1 P.E. y una señal de mayor amplitud donde se desconoce el número de P.E. que le corresponde. Para determinar la equivalencia, primero se debe hallar el valor de amplitud pico de la señal de interés y luego realizar el cociente entre este valor de interés y el valor de amplitud pico de la señal de 1 P.E. Tomando los valores que se han marcado en la figura, se obtiene:

$$M = \frac{V_{MP.E.}}{V_{1P.E.}} = \frac{3245\mu V}{845\mu V} = 3.84$$

Como el número de microceldas activas M no puede ser un número fraccionario, por lo que se concluye que $M = 4$, y la señal equivale a 4 P.E. El cálculo que se ha realizado ayuda a entender el método que se utilizará más adelante para calcular el rango dinámico del amplificador, o el número máximo de P.E. antes de que ocurra la saturación de la salida.

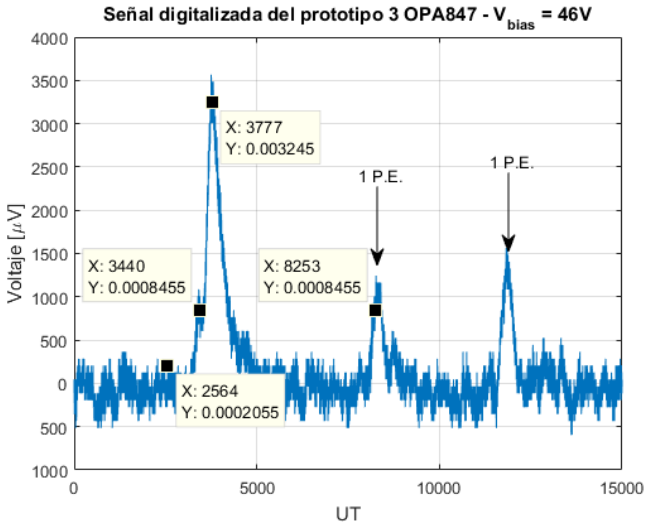


Figura 6.23 Digitalización de las amplitudes de la pequeña señal digitalizada del **prototipo 3**. El valor de la amplitud de una señal de 1 P.E. $\approx 845\mu V$ **Fuente:** Elaboración Propia.

El histograma de la figura 6.24 se construye tomando todas las formas de onda digitalizadas, hallando los valores pico de las señales de 1 o más P.E. y calculando la media de 5 muestras alrededor del pico detectado, de tal forma que cada bin del histograma represente el voltaje promedio de los P.E.

El primer pico de la izquierda del histograma esta asociado al ruido de base, el segundo pico es el pico asociado a 1 P.E. en aproximadamente $800\mu V$, seguido de otro pico alrededor de $3000\mu V$ correspondiente a 4 P.E. Los picos son marcados ya que estas señales fueron las más vistas en las digitalizaciones.

Es posible estimar la amplitud pico del piso de ruido utilizando las figuras 6.23 y 6.24, donde en la primera figura se coloca el cursor para estimar el pico del ruido en $205\mu V$. Luego, en la segunda figura se toma el valor extremo del pico asociado al ruido, justo antes de que comience el pico de 1 P.E., obteniendo un valor máximo de $236\mu V$, y un valor mínimo de $102\mu V$ para el piso del ruido, siendo el promedio de estos dos valores igual a $169\mu V$.

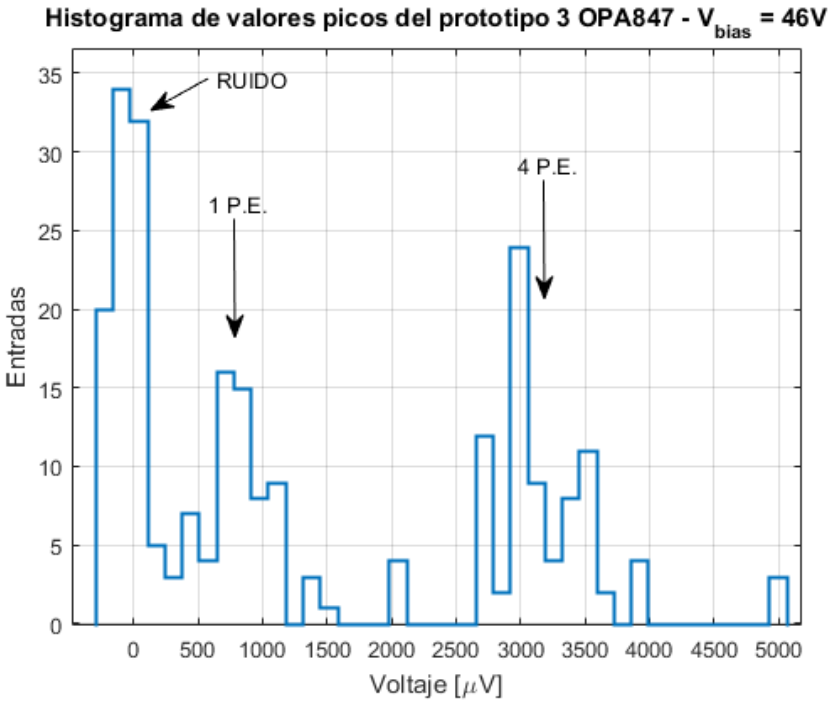


Figura 6.24 Histograma de amplitudes de las señales pequeñas amplificadas por el **prototipo 3** donde 1 P.E. $\approx$ 800 mV. **Fuente:** Elaboración Propia.

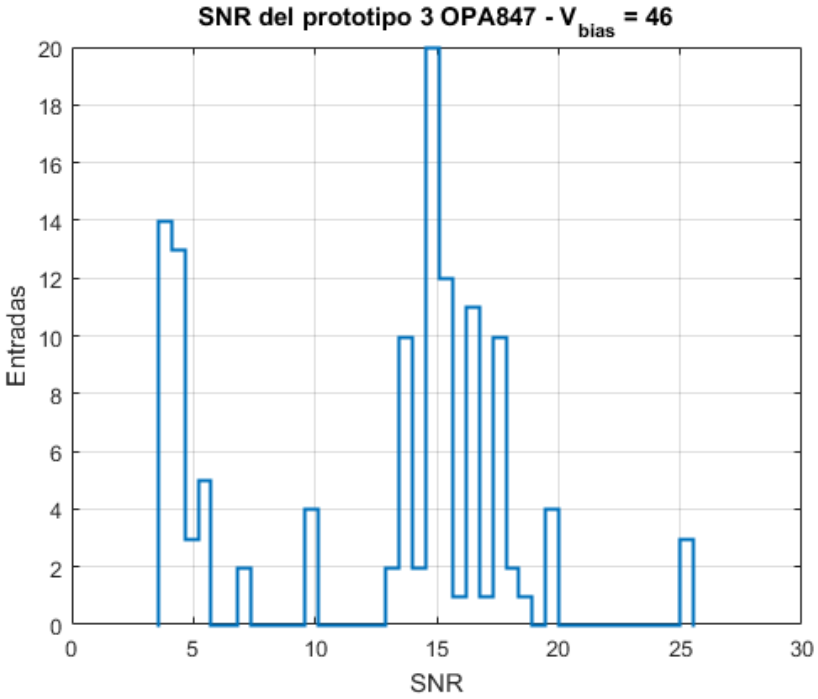


Figura 6.25 Histograma de la relación señal ruido para 1 P.E. del **prototipo 3**, donde el valor mínimo de SNR para un 1 P.E. es de 3.5 y el valor medio de SNR para un P.E. es de 4.16 **Fuente:** Elaboración Propia.

El histograma de la figura 6.25 fue calculado tomando los valores picos promedios de las señales y dividiéndolos por el valor pico del ruido de $205\mu V$ hallado anteriormente. En él se muestra un valor mínimo para el SNR de 3.50 y un valor medio de 4.16 para el primer pico asociado a la señal de 1 P.E.

Finalmente, para observar los componentes frecuenciales del ruido, se procedió a realizar la FFT de la señal. La figura 6.26 muestra los componentes frecuenciales y se observa que la salida se ve afectada por 3 oscilaciones puntiagudas de bajísima amplitud de frecuencias $446MHz$, $640MHz$ y $893MHz$ y otros componentes oscilatorios alrededor de $200MHz$.

Los componentes oscilatorios cuando el amplificador opera en LN_2 resultan ser muy similares a aquellos vistos previos a la compensación en caliente como se mostró la figura 6.11. Esta similitud lleva a la conjetura de que los valores de los componentes de las redes de compensación no son los adecuados para la operación del **prototipo 3** en LN_2. Existe también una posibilidad de que estas oscilaciones fuesen inducidas por cables de conexión o conectores defectuosos.

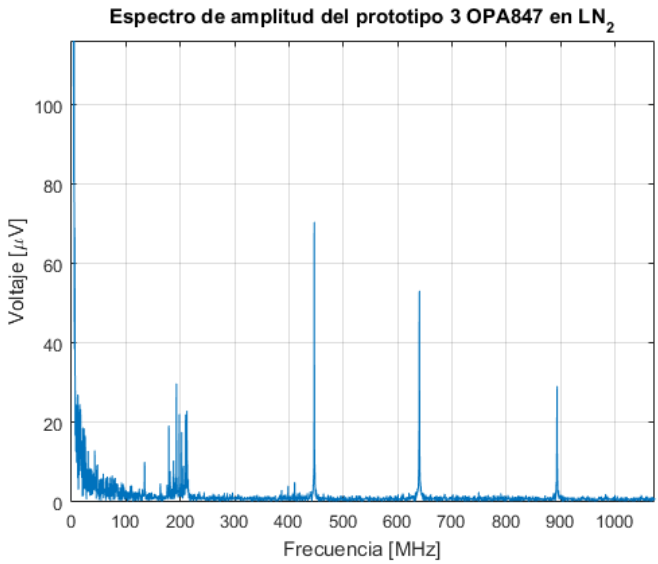


Figura 6.26 FFT de la señal de pequeña amplitud de **prototipo 3** donde se observan componentes oscilatorios de muy baja amplitud. **Fuente:** Elaboración Propia.

6.5.5 Prototipo 4: análisis de las señales amplificadas y el SNR

De forma análoga al **prototipo 3**, se presentan los resultados de las digitalizaciones y las características de las pequeñas señales amplificadas por el **prototipo 4**.

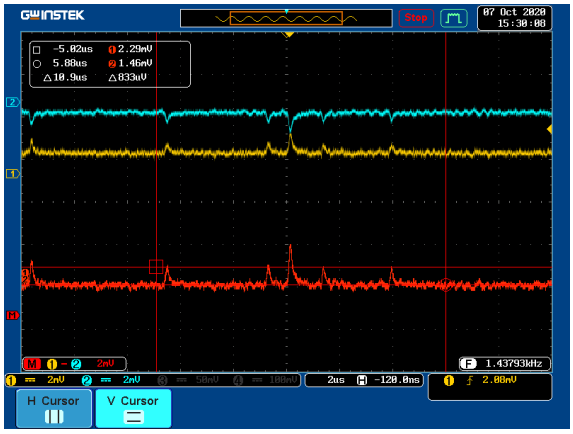


Figura 6.27 Señales pequeñas amplificadas por el **prototipo 4** de 1 P.E. y 2 P.E. donde se visualiza la señal V_{out+}(Amarillo), V_{out-}(Celeste) y la señal diferencial (rojo) **Fuente:** Elaboración Propia.

La figura 6.27 muestra las señales pequeñas amplificadas por el **prototipo 4** donde se visualiza la señal V_{out+}(Amarillo), V_{out-}(Celeste) y la señal diferencial (rojo). Esta captura del osciloscopio fue utilizada para realizar una primera estimación del valor de amplitud pico de la señal diferencial y determinar visualmente si se obtiene un buen valor de SNR.

La figura 6.28 muestra una digitalización capturada por artDAQ donde se visualizan varias señales de 1 P.E. y una señal de varios P.E. de amplitud. La gran mayoría de las digitalizaciones capturadas muestran señales de varios P.E. debido a que el osciloscopio es incapaz de realizar un disparo o *triggering* en una señal de 1 P.E. Se estima la amplitud pico de 1 P.E. en $767\mu V$ y la amplitud del pico de ruido de base en $200\mu V$ aproximadamente. De los valores anteriores, se obtiene un valor de SNR igual a 3.83.

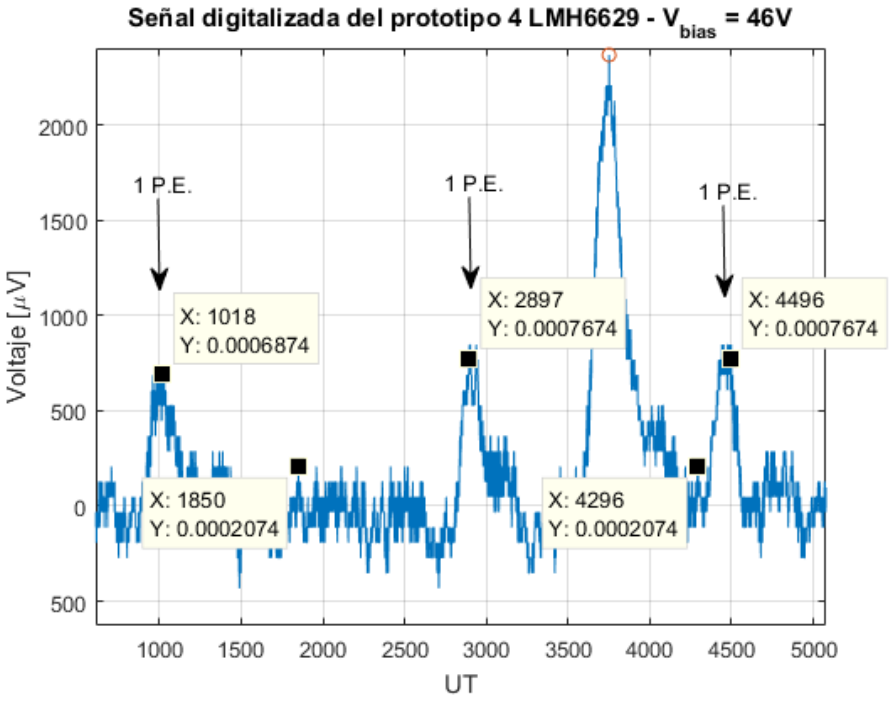


Figura 6.28 Digitalización de las amplitudes de las pequeñas señales del **prototipo 4** donde se observa varios picos de 1 P.E. **Fuente:** Elaboración Propia.

Calculando los valores medios de amplitudes pico de todas las digitalizaciones con la misma metodología que se utilizó para el análisis de los datos del **prototipo 3**, se elabora el histograma ilustrado en la figura 6.29 donde se marca el pico asociado a 1 P.E. y 2 P.E.

El valor promedio de la amplitud del pico de 1 P.E. es de $785\mu V$ y el valor promedio de la amplitud del pico de 2 P.E. es de $1485\mu V$.

Para determinar el valor de amplitud pico del ruido de base en el histograma de la figura 6.29, se toma el valor medio del extremo del pico asociado al ruido, obteniéndose un valor de $190\mu V$.

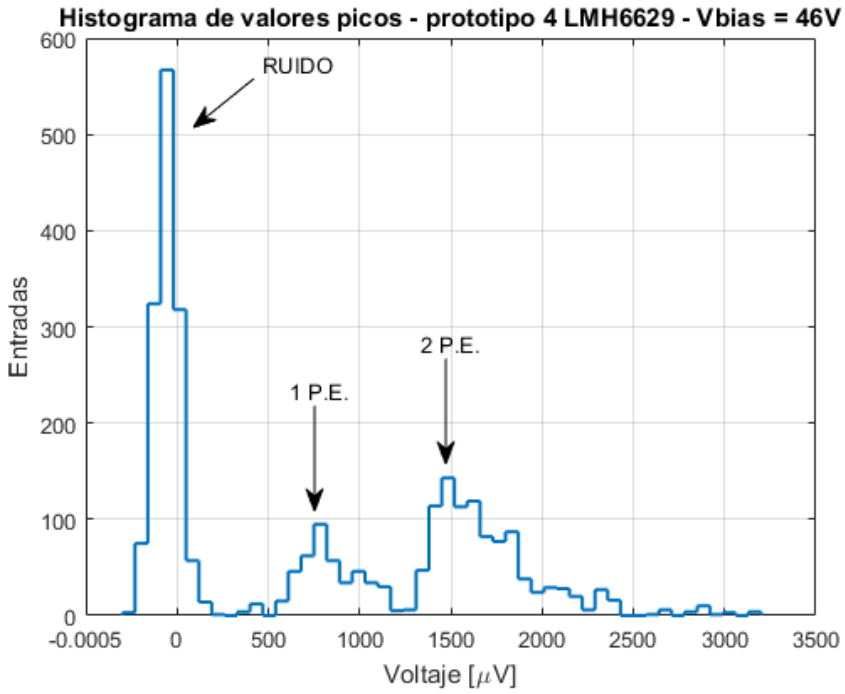


Figura 6.29 Histograma de amplitudes pico del las señales del **prototipo 4**. La amplitud promedio para el pico de 1 P.E. es de 785 μV **Fuente:** Elaboración Propia.

Tomando un valor de ruido base de $200\mu V$, que se estimó a partir de la figura 6.28, se elabora el histograma de SNR que es ilustrado en la figura 6.30. Se puede observar claramente los picos centrados en valores promedio de SNR de 3.98 y 7.89 para 1 P.E. y 2 P.E., respectivamente.

Para finalizar, se realiza la FFT de la pequeña señal que se visualiza en la figura 6.31. Se observa que la señal es afectada por oscilaciones de alta frecuencia en el rango de los $500MHz$, pero de menor amplitud que su homólogo de la figura 6.26. Las posibles causas del fenómeno oscilatorio pueden ser las mismas que para el **prototipo 3**, probablemente valores de la red de compensación inadecuados para la operación en LN_2.

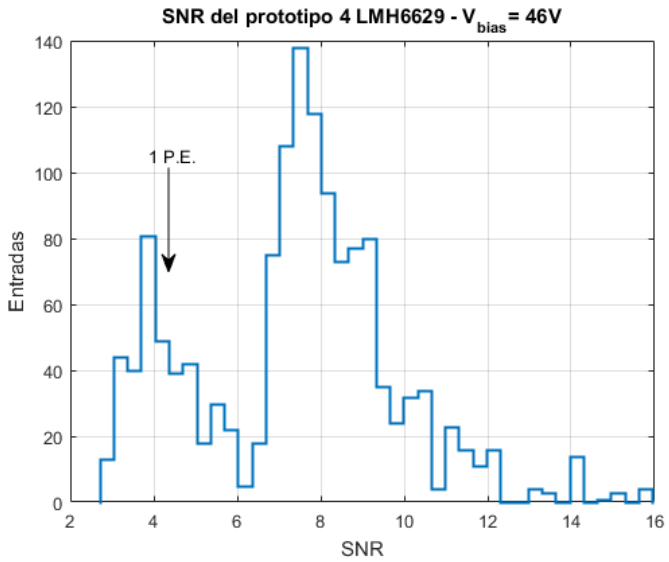


Figura 6.30 Histograma de la relación señal ruido para 1 P.E. del **prototipo 4**. El valor promedio del SNR para 1 P.E. es 3.98 **Fuente:** Elaboración Propia.

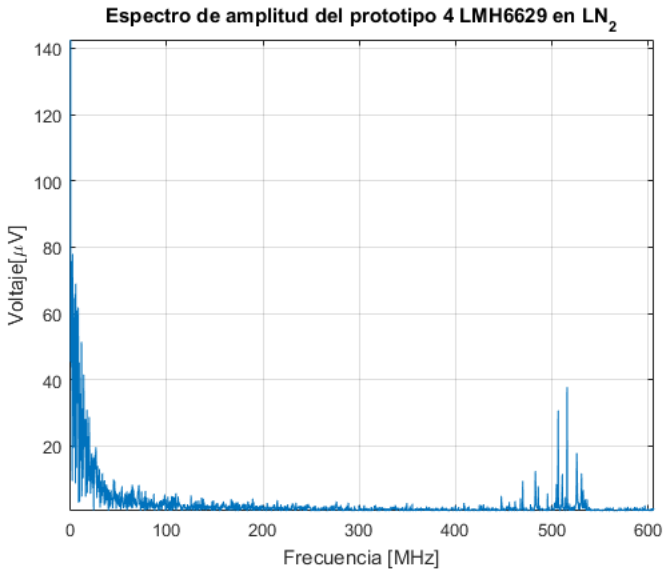


Figura 6.31 FFT de la señal de pequeña amplitud de **prototipo 4** donde se observa componentes oscilatorios de alta frecuencia alrededor de 500 MHz. **Fuente:** Elaboración Propia.

6.5.6 Rango dinámico

El rango dinámico del amplificador es la cantidad máxima de señales P.E. que es posible amplificar hasta saturar el canal de salida. Para realizar esta medición, primero se debe saber cual es la señal máxima de salida. Aumentando la potencia del LED hasta visualizar el recorte de la señal en el canal diferencial, se ajusta la potencia del LED hasta obtener una señal al borde de la saturación. Obteniendo los valores de amplitud pico de estas señales, se elabora el histograma de la figura 6.32 donde se observa el promedio de la señal máxima para ambos prototipos.

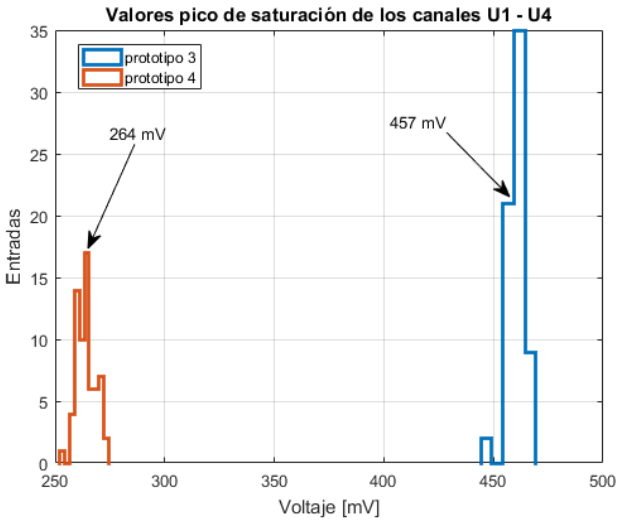


Figura 6.32 Valores pico de saturación de los prototipos 3 y 4. **Fuente:** Elaboración Propia.

Para el **prototipo 3** el valor de amplitud pico promedio antes de la saturación es de $264mV$ y para el **prototipo 4** el valor de amplitud pico es de $457mV$. Si se toman los valores de amplitud pico correspondientes a 1 P.E. de los histogramas de las figuras 6.24 y 6.29 y se dividen por los valores del histograma de saturación, se obtiene el histograma de rango dinámico en P.E. que se observa en la figura 6.33.

Para el **prototipo 3** el rango dinámico para cada canal se estima en promedio 539 P.E. y para **prototipo 4** se estima en promedio 332 P.E. Si se considera que cada canal posee las mismas características de rango dinámico, se estima que para el **prototipo 3** el rango dinámico será de 2156 P.E. aproximadamente y para el **prototipo 4** será de 1328 P.E. aproximadamente.

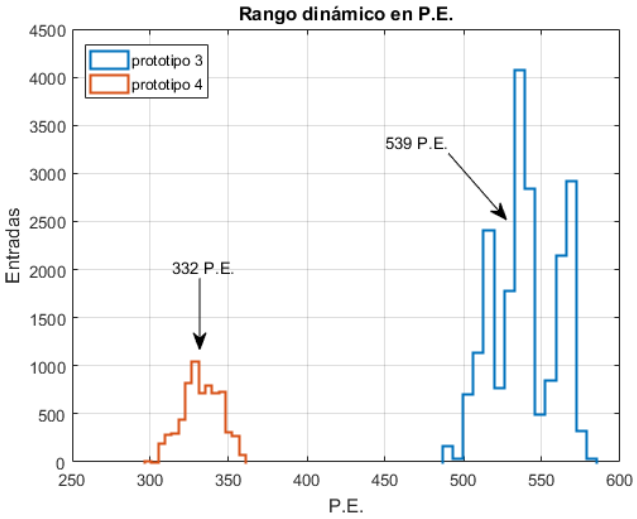


Figura 6.33 Rango dinámico promedio en P.E. para cada canal de amplificación de los prototipos 3 y 4. **Fuente:** Elaboración Propia.

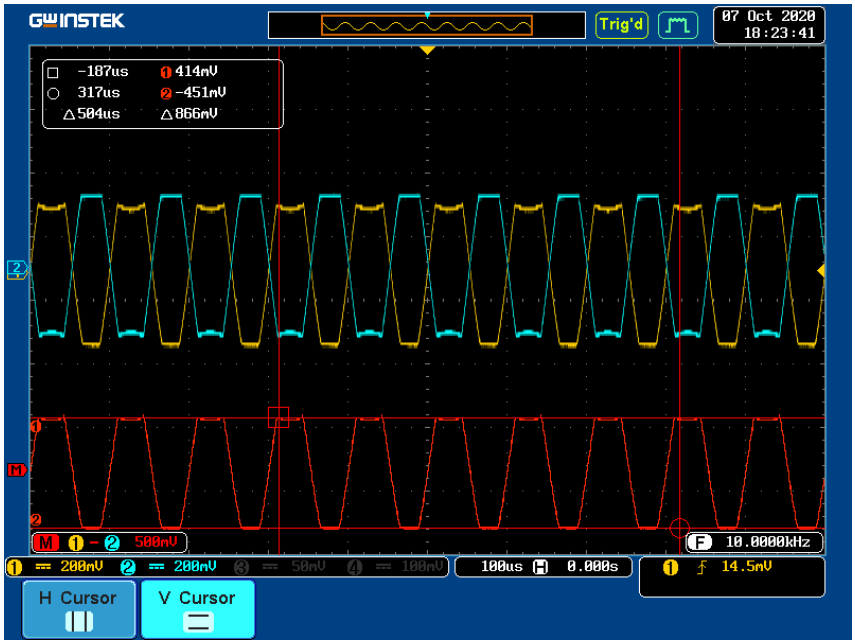


Figura 6.34 Rango dinámico de la etapa sumadora THS431 donde se observa un recorte en 866 mV de amplitud limitando el rango dinámico total del amplificador. **Fuente:** Elaboración Propia.

Finalmente, se debe determinar si el amplificador sumador es capaz de amplificar íntegramente la señal y conseguir el rango dinámico total estimado. Se procedió a probar solamente la etapa de suma amplificando una señal sinusoidal aplicado en una de sus entradas. La figura 6.34 muestra que la salida diferencial del amplificador sumador THS4131 se ve saturado en 866 mV de amplitud, aproximadamente. Esto implica que el amplificador se encuentra limitado, solo consiguiendo amplificar 48 SiPMs hasta un máximo del valor de saturación de la etapa de suma.

Se puede concluir que ambos prototipos están limitados en rango dinámico al valor medio correspondiente al **prototipo 3** de 539 P.E., debido que es igual al valor de saturación del amplificador de suma, no obstante, se decide mantener los resultados observados en el histograma de la figura 6.33, ya que permite visualizar las limitaciones de cada canal.

CAPÍTULO 7

RESULTADOS Y CONCLUSIONES

Este capítulo presenta los principales resultados de las pruebas realizadas a lo largo de este trabajo, la conclusiones finales y las recomendaciones para los trabajos futuros. El principal logro de este trabajo es que se demostró la factibilidad de realizar la amplificación de 12 detectores SiPMs funcionando a temperaturas criogénicas. Debido a la falta de sensores disponibles, solo fue posible comprobar el funcionamiento de uno de los cuatro canales que posee el amplificador. La limitación pudo subsanarse colocando cargas capacitivas en las entradas de los restantes 3 canales emulando la presencia de los sensores. Gracias al esquema del amplificador que permite el fraccionamiento de la carga de los SiPMs, que se ha estudiado en la sección 3.2, los resultados pueden extrapolarse para la amplificación de 48 SiPMs.

Los resultados y conclusiones serán agrupados por los objetivos propuestos para este trabajo, los cuales pueden encontrase en la introducción a este trabajo en el capítulo 1.

7.1 Tiempo de duración de las señales

Los tiempos de duración de la señal amplificada fueron medidos duante las operaciones en caliente y en frío, los cuales son resumidos en la tabla 7.1. Se ha encontrado que el tiempo de duración de la señal depende en gran medida del valor de la resistencia de realimentación R_f de la primera etapa. La figura 3.8 muestra el gran aumento de la duración de la señal al incrementar R_f de $1k\Omega$ a $10k\Omega$, y es por esta razón que el valor de R_f se mantuvo siempre fijo en $1k\Omega$ y se recomienda mantener en un rango de $0.75k\Omega$ a $1.25k\Omega$.

Tabla 7.1 Resultados de las características temporales de las señales medidas

Operación	Caliente		LN_2	
Tiempos	t_{subida}	$t_{duración}$	t_{subida}	$t_{duración}$
Prototipo 1	—-	—-	—-	—-
Prototipo 2**	40 ns	2500 ns	126.5 ns	1140 ns
Prototipo 3	78 ns (*70 ns)	1010 ns (*370 ns)	90 ns (*90 ns)	1000 ns(*540 ns)
Prototipo 4	64 ns (*60 ns)	1000 ns (*335 ns)	74 ns (*90 ns)	1090 ns (*800 ns)

*$R1 = 0\Omega$ en la figura 6.1 y en la figura 6.2.
** Datos correspondientes a $N_s = 8$ y $R1 = 50\Omega$ en las pruebas del **prototipo 2**
Fuente: Elaboración propia.

Otro parámetro importante que afecta la duración de la señal es la resistencia $R1$ que se coloca en la entrada del amplificador con el fin de limitar la ganancia. Los valores de la tabla muestran la duración de las señales para cada prototipo donde se aclaran los tiempos que corresponden a los valores de $R1$, siendo estos 50Ω, 10Ω y 0Ω. El peor resultado se obtuvo con 50Ω en las pruebas del **prototipo 2** alcanzando hasta $2500ns$ de tiempo de duración, excediéndose tanto en caliente como en frío con el requisito de $1000ns$. Con un valor de 10Ω se obtuvo buenos resultados para los prototipos 3 y 4, en los cuales la señal cumple con el requisito temporal en el caso del **prototipo 3** y excediéndose solo en $90ns$ para el **prototipo 4**. El mejor resultado se obtiene cuando $R1$ es igual a 0Ω siendo efectivamente un corto en la entrada del amplificador. Para este caso, ambos prototipos presentan tiempos de duración menores que el requerido pero presentan una distorsión indeseada en la señal de salida. La distorsión es más aguda para el caso del **prototipo 4**, generando un sobrepico negativo que podría causar daños al digitalizador.

Se concluye mediante las observaciones realizadas, que existe un valor de $R1$ entre 0Ω y 10Ω que optimiza el tiempo de duración sin causar una distorsión en la señal, y que cumple con el objetivo propuesto.

7.2 Relación señal ruido

La relación señal ruido es un parámetro fundamental en la operación del amplificador. Obtener un SNR igual a 4 permite distinguir claramente la pequeña señal de 1 P.E. del piso de ruido de la electrónica de adquisición y, por ende, determinar la ocurrencia de un evento en los detectores del DUNE. La gráfica de barras de la figura 7.1 muestra los valores promedio del SNR que se obtuvieron para cada prototipo. El peor resultado se obtuvo en el **prototipo 1** donde no se pudo obtener una medición de la señal de 1 P.E. y por tanto, el SNR es 0. El **prototipo 2** fue afectado por oscilaciones y ruidos durante la medición de la señal, que fueron documentados en la sección 4.4.2. En algunos casos, el prototipo presentaba un SNR de 9, cuando no era afectado por las ráfagas oscilatorias, disminuyendo a aproximadamente 1 en el peor de los casos. Los prototipos 3 y 4 presentaron buenos valores de SNR en la pruebas de frío, alcanzando un promedio de 4.16 en el caso del **prototipo 3**, cumpliendo así el requisito establecido; mientras que el **prototipo 4** está 0.2 por debajo del requisito de 4, con un valor de 3.98.

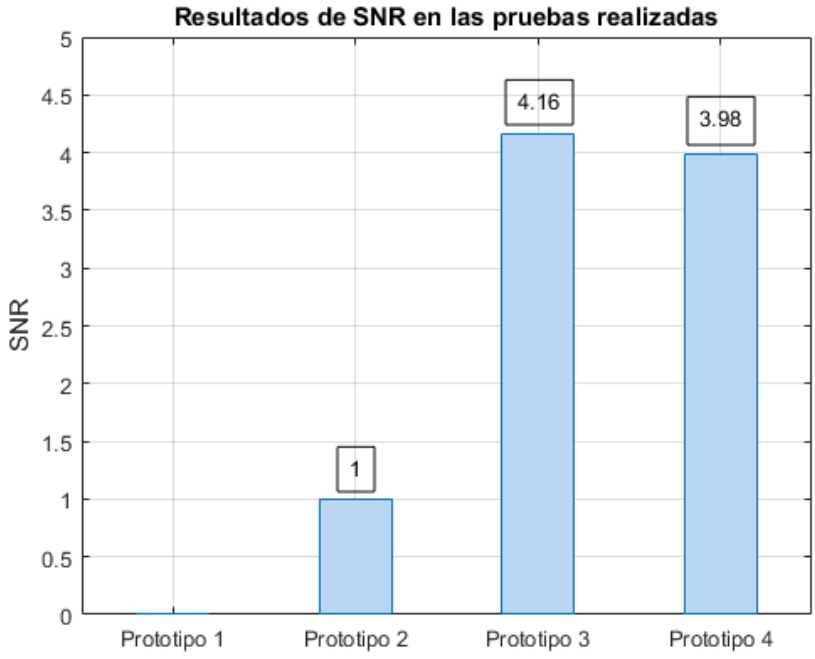


Figura 7.1 SNR obtenido en la pruebas realizadas para cada prototipo del amplificador de transimpedancia. **Fuente:** Elaboración Propia.

A pesar de que las compensaciones lograron eliminar las oscilaciones de los prototipos 3 y 4 en caliente, no fue el adecuado para la operación en frío donde aparecieron nuevamente. Aún así, se obtuvieron buenos valores de SNR puesto que las oscilaciones se encontraban por debajo del piso de ruido del osciloscopio que se utilizó para digitalizar las señales. Estas oscilaciones pueden mitigarse encontrando valores adecuados de los componentes de las redes de compensación para la operación en frío de los amplificadores. Se ha observado cambios en el parámetro interno GBP del amplificador de la primera etapa, evidenciado por la distorsión en las señales vistas cuando $R1 = 0\Omega$, que podría ser una causa de la descompensación. Se recomienda encontrar las redes de compensación adecuadas luego de hallar el valor de $R1$ que optimice el tiempo de duración de la señal.

El SNR es un parámetro sujeto a revisiones en las futuras pruebas puesto que esta ligado al rango dinámico del amplificador y al piso de ruido del digitalizador que finalmente será utilizado. El SNR puede ser fácilmente incrementado aumentando el voltaje V_{bias} de los SiPMs para conseguir picos de 1 P.E. de mayor amplitud, que conlleva una inmediata disminución del rango dinámico.

7.3 Rango dinámico

El rango dinámico es la amplitud máxima de señal asociada a los fotones que puede medirse a la salida del amplificador antes de que ocurra una saturación del canal. Este parámetro esta ligado al SNR debido a la alta linealidad de las señales amplificadas de los SiPMs donde el rango dinámico máximo es N veces la amplitud de 1 P.E.; y la amplitud mínima de 1 P.E. es igual a 4 veces el valor pico del ruido de piso de la señal.

Los valores del rango dinámico expresados en unidades de P.E. obtenidos durante las pruebas de los prototipos, son ilustrados en el gráfico de barras de la figura 7.2. No se obtuvo un valor de rango dinámico para el **prototipo 1** dado que no se consiguió realizar una amplificación libre de oscilaciones e inestabilidades. El **prototipo 2** presentó un limitado rango dinámico de 30 P.E. sin considerar el requerimiento de SNR. Aquí se puede visualizar con un ejemplo como el SNR está ligado al rango dinámico y viceversa. Si se quisiera pasar de un SNR igual a 1, a un SNR igual a 4, se debe subir la ganancia de los SiPMs aumentando el voltaje de V_{bias} (suponiendo que sea posible) hasta obtener el SNR deseado, que implica un pico de 1 P.E. 4 veces mayor, y por ende, un rango dinámico 4 veces menor.

Los prototipos 3 y 4 presentaron buenos valores de rango dinámico para sus canales de la primera etapa de transparencia. El **prototipo 3** obtuvo un rango dinámico promedio en LN_2 de 539 P.E., mientras que el **prototipo 4** quedó más corto con 332 P.E.. Debido a que el rango dinámico de salida diferencial del amplificador sumador satura alrededor

de $866mV$ cuando es sumergido en LN_2, no es posible realizar la suma de los 4 canales de forma íntegra, por tanto, los valores están limitados a los presentados. Otro punto a considerar, es que según el diseño, solo se aprovecha la mitad del rango dinámico del amplificador sumador dado que la señal de los SiPMs es unipolar. Si en el diseño de las figura 5.3 se coloca un voltaje de offset de modo a que la salida aproveche el rango dinámico completo, se podría duplicar el rango dinámico de los prototipos 3 y 4.

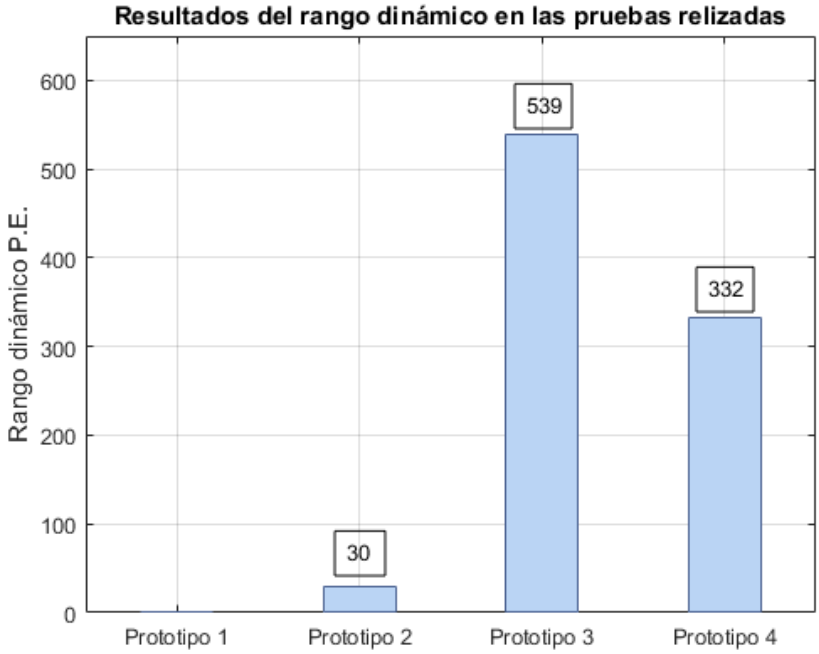


Figura 7.2 Rango dinámico obtenido en las pruebas realizadas a los prototipos del amplificador de transimpedancia. **Fuente:** Elaboración Propia.

Además de aprovechar el rango dinámico completo del amplificador sumador, también es posible reemplazar el THS4131 por un amplificador diferencial que posea un mayor rango dinámico en LN_2 y disminuir la ganancia de la etapa de suma de 2 (como esta actualmente), a 1. Para disminuir la ganancia, es de vital también garantizar una señal libre de oscilaciones como las vistas en los resultados del **prototipo 3** y **prototipo 4**. Todas estas recomendaciones deberán ser probadas en un nuevo prototipo.

Finalmente, cabe discutir las capacidades del digitalizador. Tomando como referencia el SSP utilizado en la mediciones del **prototipo 2**, que posee un rango dinámico de 14 bits y un piso de ruido de 3 ADU RMS[23], que se traduce a un ruido pico de 9 ADU, podemos

calcular en rango dinámico que es posible obtener con el digitalizador empezando por decir que el valor pico de 1 P.E. debe ser 4 veces el pico del ruido:

$$V_{1P.E.} = 4 \times 9 = 36ADU$$

y el rango dinámico que es posible obtener será:

$$RD_{SSP} = \frac{2^{14-1}}{36} = 455P.E.$$

Es recomendable utilizar un digitalizador de prestaciones similares al que será propuesto para el experimento de modo a trabajar en la optimización del sistema completo, que debe tener características de ruido excelentes para garantizar el rango dinámico que se desea.

7.4 Comentarios finales

En este Trabajo Final de Maestría se diseñaron, fabricaron y probaron 4 prototipos de amplificadores a ser utilizados por el Photon Detection Consortium para la detección de los fotones provenientes de las interacciones de los neutrinos con el Argón líquido. Si bien el **prototipo 3** presentó los mejores resultados, todavía es posible mejorar las prestaciones del amplificador, y de ningún modo este prototipo debe ser considerado como el diseño final.

Las pruebas finales sobre el amplificador a ser utilizado por el Photon Detection System serán realizadas en el experimento ProtoDUNE-II a ser realizado en el CERN en 2021/2022.

Cabe mencionar que este experimento también decidirá el tipo de detectores de SiPM que será utilizado en DUNE, ya que existen dos candidatos: Hamamatsu por un lado (que fue utilizado en todas las pruebas en este trabajo), y los detectores de FBK (Fondazione Bruno Kessler) por el otro.

REFERENCIAS

[1] B. Abi, R. Acciarri, M. A. Acero, G. Adamov, D. Adams, M. Adinolfi, Z. Ahmad, J. Ahmed, T. Alion, S. A. Monsalve, C. Alt, J. Anderson, C. Andreopoulos, M. P. Andrews, F. Andrianala, ..., L. Cremonesi, J. I. Crespo-Anadon, E. Cristaldo, R. Cross, ..., G. Zhu, E. D. Zimmerman, M. Zito, S. Zucchelli, J. Zuklin, V. Zutshi, and R. Zwaska, "Deep underground neutrino experiment (dune), far detector technical design report, volume ii: Dune physics," 2020.

[2] (2017, Junio) Deep underground neutrino experiment dune. [Online]. Available: http://www.dunescience.org.

[3] S. Ritz *et al.*, "Building for Discovery: Strategic Plan for U.S. Particle Physics in the Global Context," 5 2014.

[4] B. Abi, R. Acciarri, M. A. Acero, G. Adamov, D. Adams, M. Adinolfi, Z. Ahmad, J. Ahmed, T. Alion, S. A. Monsalve, C. Alt, J. Anderson, C. Andreopoulos, M. P. Andrews, F. Andrianala, S. Andringa, A. Ankowski, J. Anthony, M. Antonova, S. Antusch, A. A. Fernandez, .., J. I. Crespo-Anadon, E. Cristaldo, R. Cross, ..., M. Worcester, C. Wret, W. Wu, W. Wu, Y. Xiao, G. Yang, T. Yang, N. Yershov, K. Yonehara, T. Young, B. Yu, J. Yu, J. Zalesak, L. Zambelli, B. Zamorano, A. Zani, L. Zazueta, G. P. Zeller, J. Zennamo, K. Zeug, C. Zhang, M. Zhao, E. Zhivun, G. Zhu, E. D. Zimmerman, M. Zito, S. Zucchelli, J. Zuklin, V. Zutshi, and R. Zwaska, "Deep underground neutrino experiment (dune), far detector technical design report, volume i: Introduction to dune," 2020.

[5] A. Machado and E. Segreto, "ARAPUCA a new device for liquid argon scintillation light detection," *Journal of Instrumentation*, vol. 11, no. 02, pp. C02 004–C02 004, feb 2016. [Online]. Available: https://doi.org/10.1088%2F1748-0221%2F11%2F02%2Fc02004

[6] A. Machado, E. Segreto, D. Warner, A. Fauth, B. Gelli, R. Máximo, A. Pissolatti, L. Paulucci, and F. Marinho, "The x-arapuca: an improvement of the arapuca device," *Journal of Instrumentation*, vol. 13, no. 04, p. C04026–C04026, Apr 2018. [Online]. Available: http://dx.doi.org/10.1088/1748-0221/13/04/C04026

[7] (2018, Febrero) Introduccion a los foto multiplicadores de silicio. [Online]. Available: https://www.first-sensor.com/cms/upload/appnotes/AN_SiPM_Introduction_E.pdf

[8] A. Osovizky, D. Ginzburg, M. Ghelman, I. Cohen-Zada, V. Pushkarsky, E. Marcus, A. Manor, Y. Kadmon, and Y. Cohen, "Advance study of novel radiation detector based on silicon photomultiplier," *IEEE Nuclear science symposium conference record*, no. 25-133, pp. 1552–1554, Octubre 2009.

[9] *Hamamatsu MPPCs S13360 series*, Hamamatsu, user manual.

[10] *C-Series, Low noise,Fast, Blue-Sensitive Silicon Photomultipliers*, Sensl, user manual.

[11] F. Corsi and a. et, "Modelling a silicon photomultiplier(sipm)as a signal source for optimun front-end design," *Nucl. Intrum. Methods, Phys Res. A*, vol. 572, no. 1, pp. 416–418, March 2007.

[12] *Introduction to Silison Photo multiplier SiPM*, SenSL, technical Note.

[13] F. Licciulli and C. Marzocca, "Parameter extraction method for the electrical model of a silicon photomultiplier," *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 63, no. 5, pp. 2517–2526, Oct 2016.

[14] E. Cristaldo and L. Yoshimura, "Diseño e implementación de un sistema de adquisición de datos para sensores fotomultiplicadores de silicio(sipm) del experimento dune," *Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción*, 2018.

[15] D. Marano, G. Bonanno, S. Garozzo, A. Grillo, and G. Romeo, "A new simple and effective procedure for sipm electrical parameter extraction," *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, no. 10, pp. 3620–3626, May 2016.

[16] K. Ogata, *Ingeniería de control moderna*, 3rd ed., ser. Pearson educación. Pearson Educación - México, 2003. [Online]. Available: http://books.google.com.py/books?id=QK148EPC_m0C

[17] J. Sun and J. Mauricio, *SiPMs characterization and selection for the DUNE far detector photon detection system*, Universidad de Hawaii en Manoa.

[18] *LMH6629 Ultra-Low Noise, High Speed Operational Amplifier with Shutdown*, Texas Instruments, technical Data Sheet,2015.

[19] M. Steffes, *Design Methodology for MFB Filters in ADC Interface Applications*, Texas Instrument.

[20] *LMH6554 2.8-GHz Ultra Linear Fully Differential Amplifier*, Texas Instruments, technical Data Sheet,2015.

[21] M. D'Incecco, C. Galbiati, G. K. Giovanetti, G. Korga, X. Li, A. Mandarano, A. Razeto, D. Sablone, and C. Savarese, "Development of a very low-noise cryogenic preamplifier for large-area sipm devices," *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 65, no. 4, p. 1005–1011, Apr 2018. [Online]. Available: http://dx.doi.org/10.1109/TNS.2018.2799325

[22] *THS413x High-Speed, Low-Noise, Fully-Differential I/O Amplifiers*, Texas Instruments, technical Data Sheet,2015.

[23] (2017, Noviembre) Sp photon detector system readout: Protodune system and daq interfaces. [Online]. Available: https://indico.fnal.gov/event/15859/contributions/34007/attachments/21194/26398/Overview_of_the_current_photon_radaout_ProtoDUNE.pdf

[24] (2019, Junio) Noise studies in iceberg. [Online]. Available: https://indico.fnal.gov/event/21034/contributions/60519/attachments/37904/46038/noise061719.pdf

[25] *Fully-Differential Amplifiers*, Texas Instruments, application Report,2016.

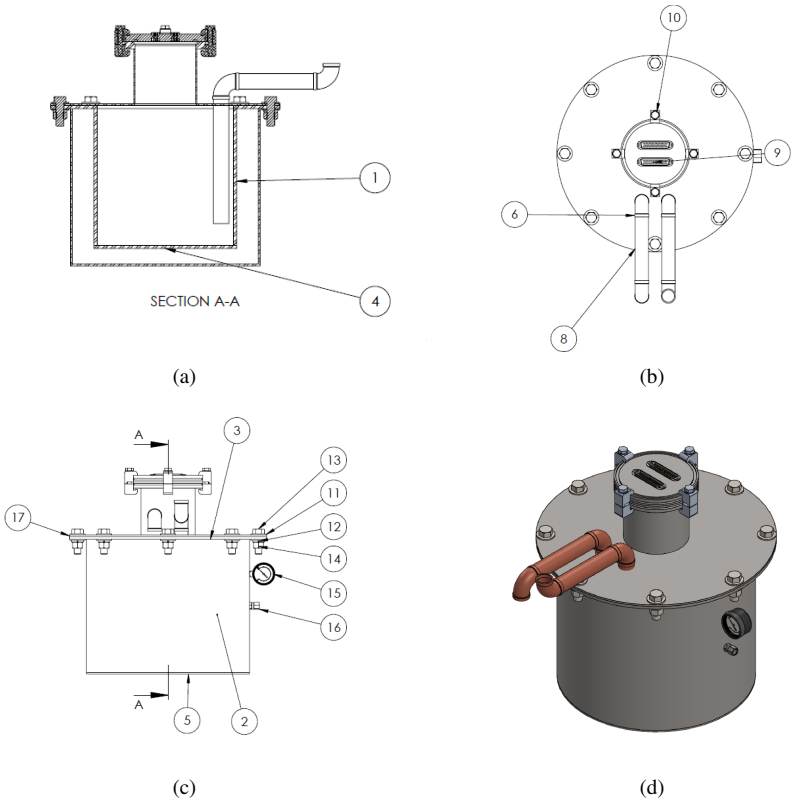
Parte II

ANEXOS

A

DISEÑO DEL CRIOSTATO

El criostato que se observa en la figura 6.5 fue diseñado por el Ing. Christian Torres y fue fabricado en el Laboratorio de Metálmecanica de FIUNA bajo la supervisión del Ing. César Meaurio y Msc. Ing. Juan Manuel De Egea, a partir de una chapa de acero inoxidable AISI/SAE 304.



(a) (b)

(c) (d)

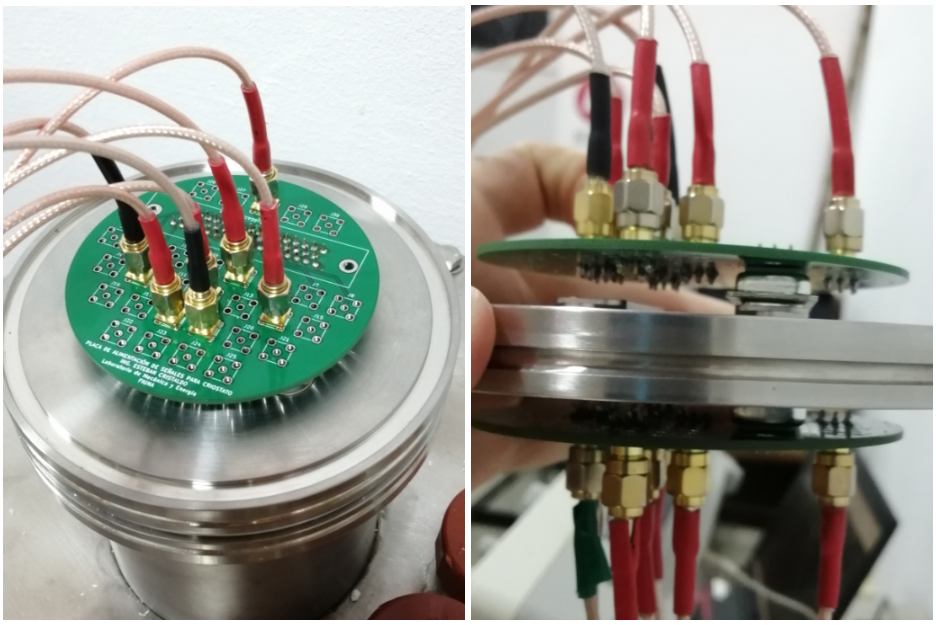
Figura A.1 Diseño del criostato (a) Vista de corte. (b) Vista superior. (c) Vista frontal. (d) Vista isométrica. **Fuente:** Cortesía del Ing. Christian Torres.

El diseño consiste en un cilindro externo de 300 mm de diámetro en el cual es embutido un cilindro interno de 220 mm de diámetro de forma que sean coincidentes de forma axial. Ambos cilindros poseen una tapa de fondo y debido a que el cilindro externo es 30 mm más largo que el cilindro interno, se forma un volumen entre ambas partes. Este volumen tiene la función de aislar térmicamente el volumen interno del criostato donde estará el contenido de LN_2 mediante vacío . El vacío se logra conectando una bomba de vacío por el orificio 16 marcado en la figura A.1(c) que es medido por un manómetro de vacío conectado lateralmente al cilindro externo.

El cilindro interno es cerrado mediante una tapa ajustada por 8 tornillos y tuercas hexagonales colocados en orificios perimetrales. Esta tapa es separada del cuerpo del criostato por un o-ring cuya función es sellar el volumen interno por medio de la presión ejercida por los tornillos de forma a mantener la estanqueidad del sistema.

Una brida de cilindros ISO-LF de tamaño NW-100 es conectada mediante soldadura a la tapa a través de un orificio central de 100mm de diámetro por el cual los circuitos y los cables son introducidos al volumen interno. La brida de cilindros es sellada por una brida ciega de vacío *ISO100 Feedthrough* que es ajustado por 4 abrazaderas dobles.

Las señales eléctricas son introducidas al criostato mediante 2 conectores D-SUB de 50 pins a ambos lados de la brida ciega *ISO100 Feedthrough*. Para conectar los amplificadores y la circuitería extra, se fabricaron 2 placas de adaptación de conectores SMA a D-SUB y viceversa que se conectan a ambos lados de la brida ciega, como se puede observar en la figura A.2.



(a) (b)

Figura A.2 Placa de adaptación SMA a D-SUB del feedthrough del criostato que se conecta a ambos lados de la brida ciega. La placa permite conectar eléctricamente componentes externos como fuentes de alimentación, digitalizadores, etc., con los componentes que se desea probar dentro del criostato. (a) Vista superior. (b) Vista lateral. **Fuente:** Elaboración propia.

Las principales partes del criostato, como se observa en la figura A.1, son:

1. Cilindro interno.
2. Cilindro externo.
3. Brida de cilindros.

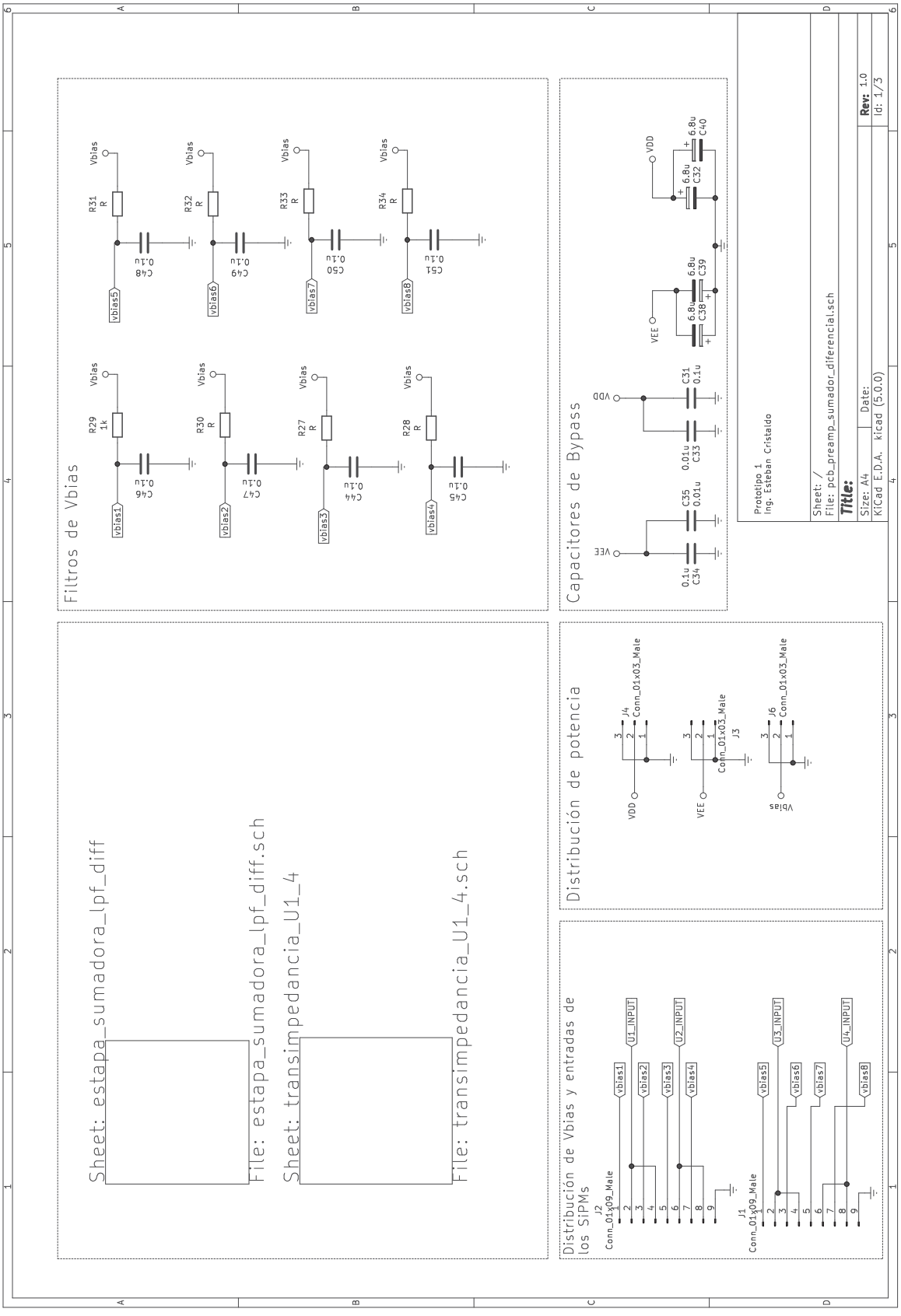
4. Base del cilindro interno.
5. Base del cilindro externo.
6. Codo de cobre de 3/4”.
7. Alimentación y alivio de nitrógeno: Tubo de cobre de 3/4” de diámetro.
8. Salida de nitrógeno: Tubo de cobre de 3/4” de diámetro.
9. ISO100 FeedThrough - P108211 - Par de conectores SUB-D de 50 pines sobre brida ciega.
10. Abrazadera doble.
11. Arandela plana FW 0.5”.
12. Arandela de presión LW 0.5
13. Tornillo cabeza hexagonal 0.5”- 13x1.5x1.25-N
14. Tuerca hexagonal 0.5000-13-D-N.
15. Manómetro de vacío.
16. Válvula de vacío.
17. Tapa completa.

B

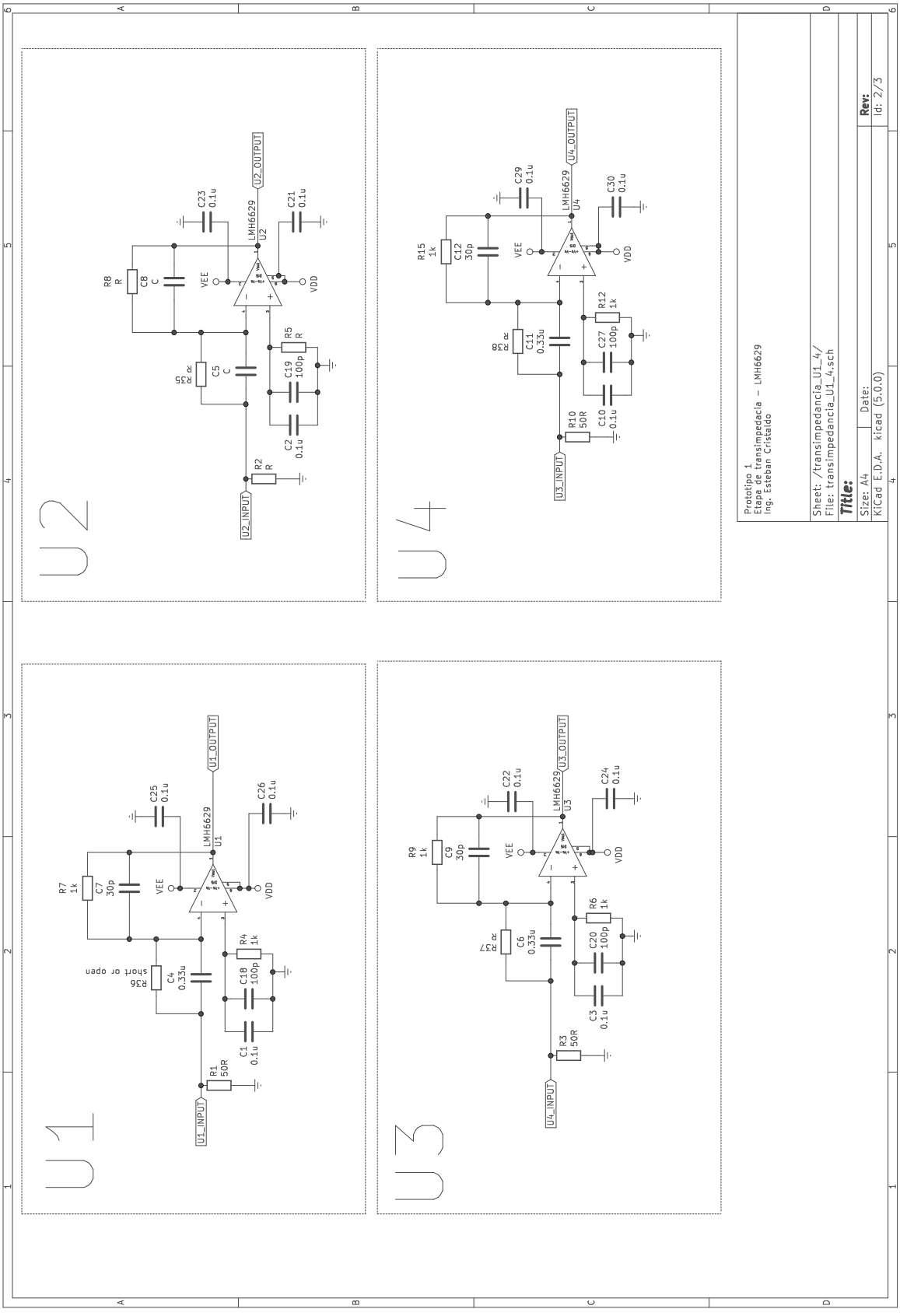
DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS

B.1 Diagrama esquemático del prototipo 1

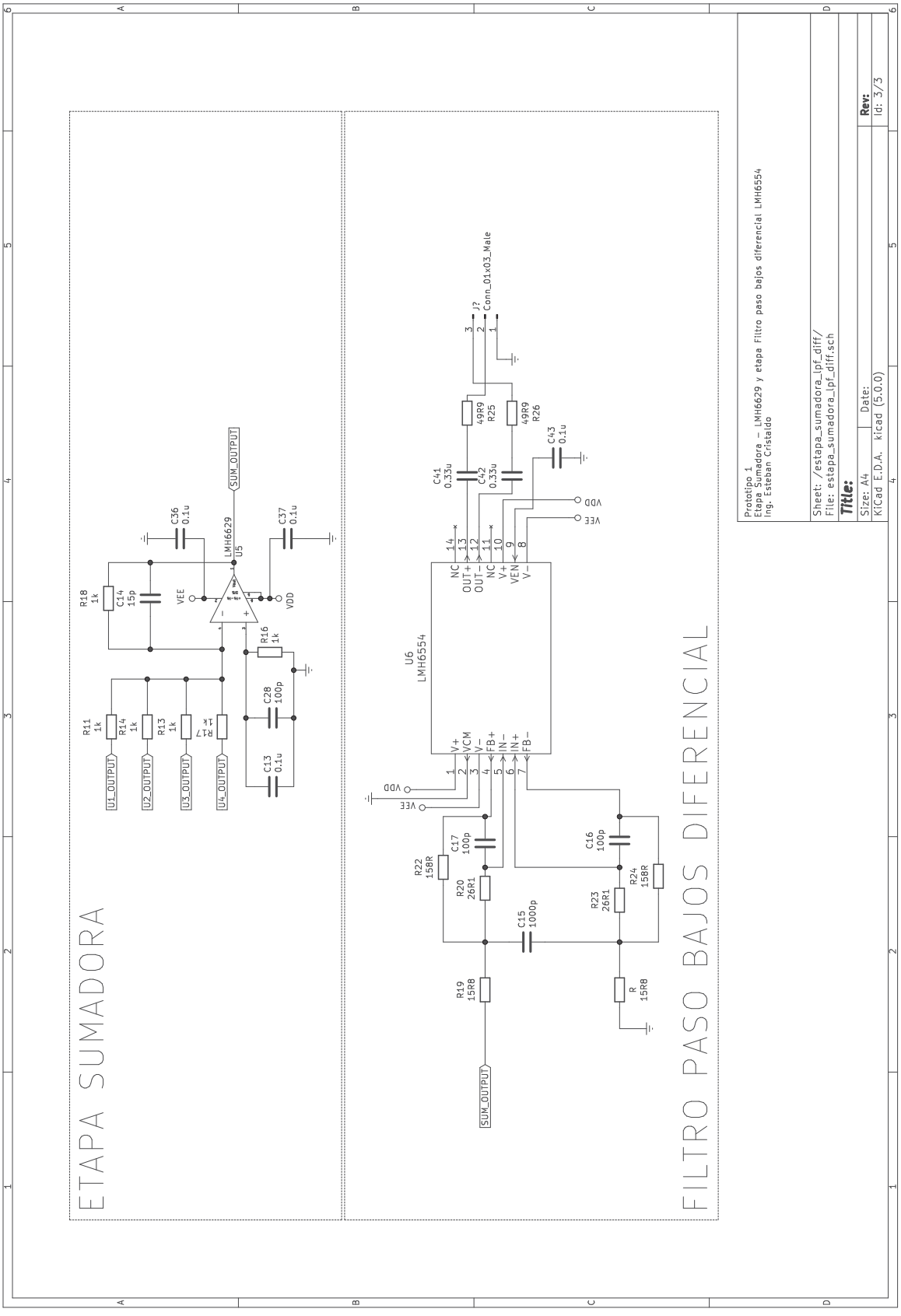
B.1.1 Página 1


Filtros de Vbias
Capacitores de Bypass
Distribución de potencia
Distribución de Vbias y entradas de los SiPMs
Sheet: estapa_sumadora_lpf_diff
File: estapa_sumadora_lpf_diff.sch
Sheet: transimpedancia_U1_4
File: transimpedancia_U1_4.sch
Prototipo 1
Ing. Esteban Cristaldo
Sheet: /
File: pcb_preamp_sumador_diferencial.sch
Title:
Size: A4
Date:
KiCad E.D.A. kicad (5.0.0)
Rev: 1.0
Id: 1/3

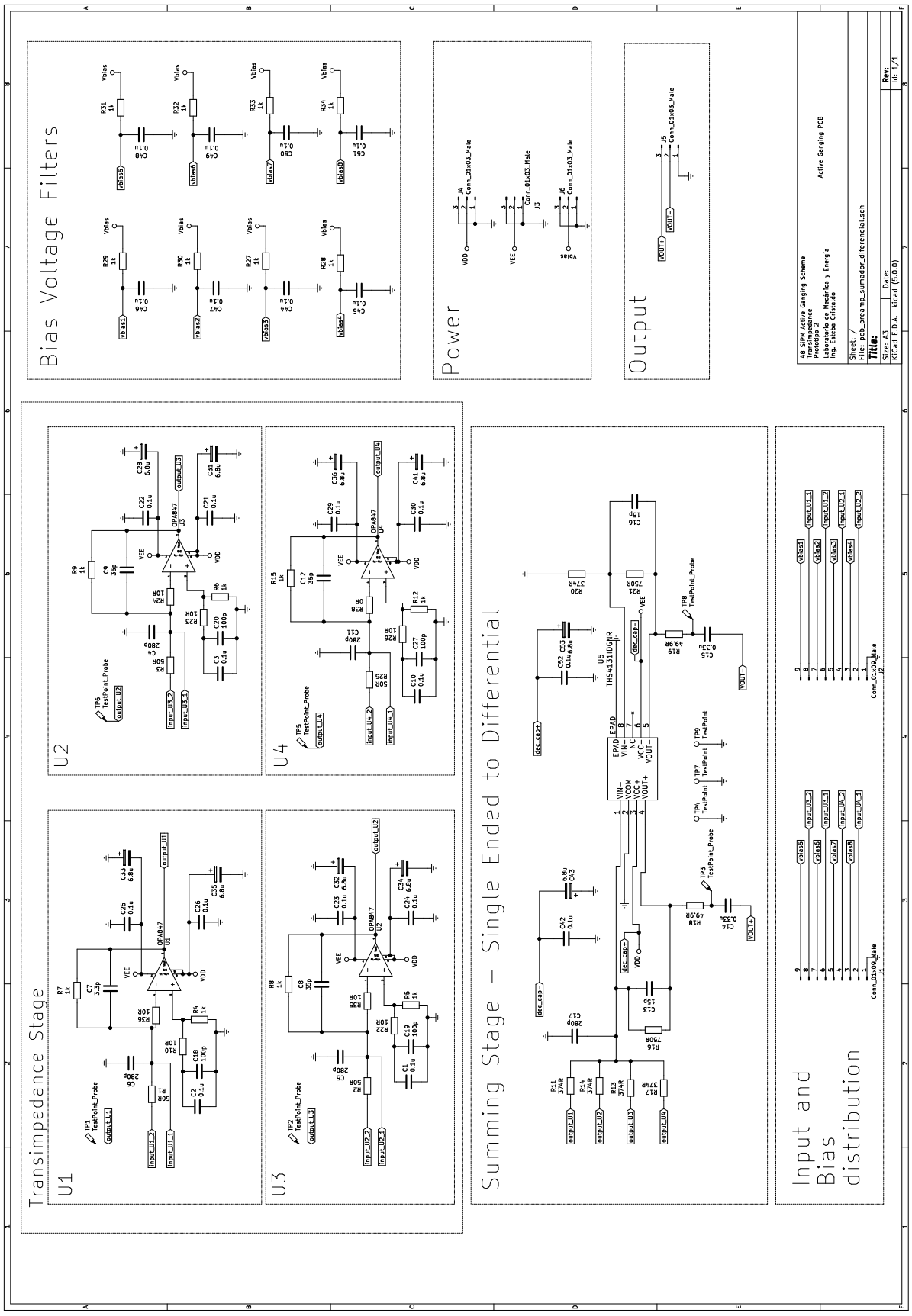
B.1.2 Página 2


U2
U4
U1
U3
LMH6629
U2_OUTPUT
U4_OUTPUT
U1_OUTPUT
U3_OUTPUT
U2_INPUT
U4_INPUT
U1_INPUT
U3_INPUT
VEE
VDD
short or open
Prototipo 1
Etapa de transimpedancia - LMH6629
Ing. Esteban Cristaldo
Sheet: /transimpedancia_U1_4/
File: transimpedancia_U1_4.sch
Title:
Size: A4
Date:
Rev:
KiCad E.D.A. kicad (5.0.0)
Id: 2/3

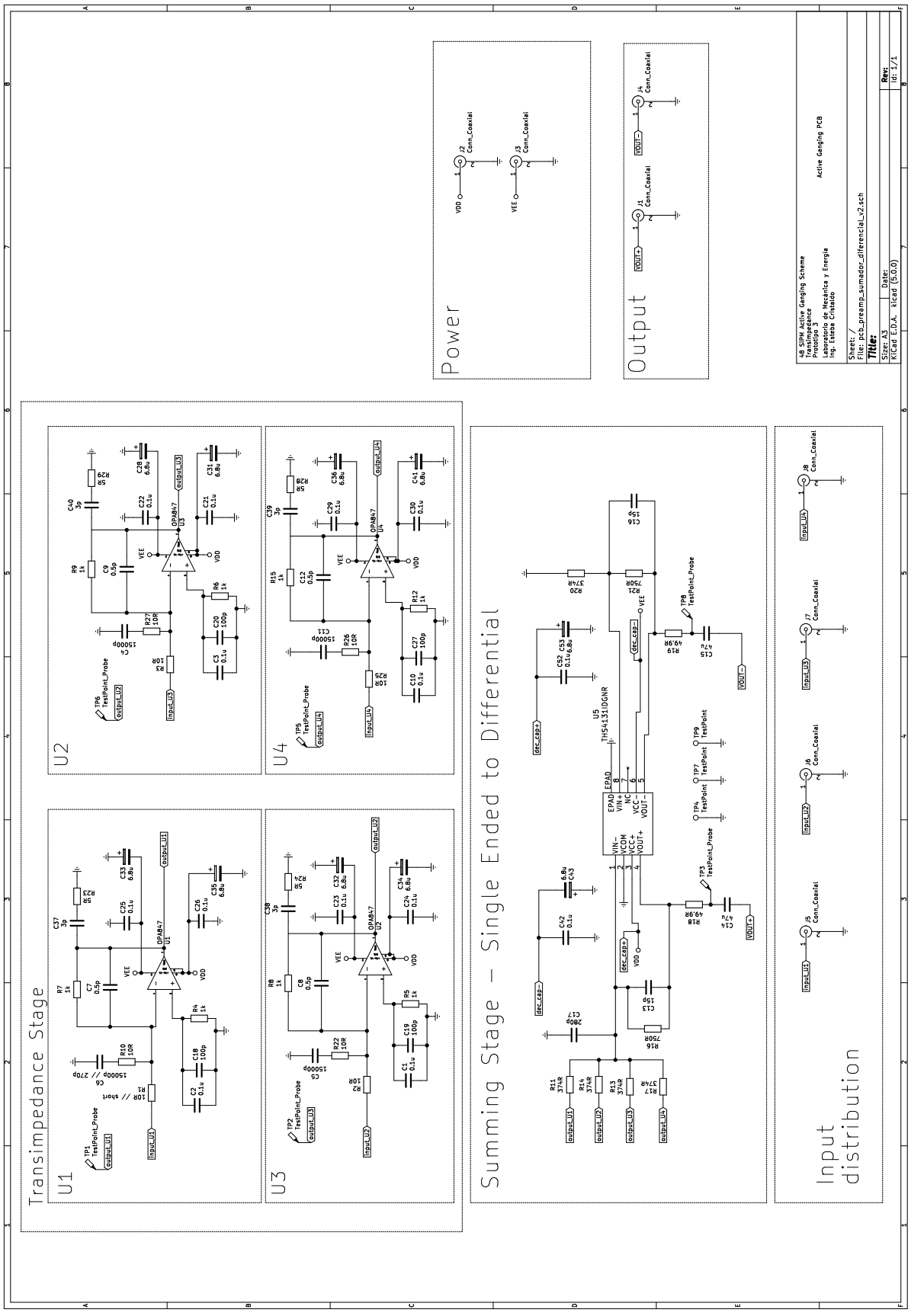
B.1.3 Página 3


ETAPA SUMADORA
FILTRO PASO BAJOS DIFERENCIAL
LMH6629
U5
LMH6554
U6
SUM_OUTPUT
U1_OUTPUT
U2_OUTPUT
U3_OUTPUT
U4_OUTPUT
VEE
VDD
Conn_01x03_Male
Prototipo 1
Etapa Sumadora + LMH6629 y etapa Filtro paso bajos diferencial LMH6554
Ing. Esteban Cristaldo
Sheet: /etapa_sumadora_lpf_diff/
File: estapa_sumadora_lpf_diff.sch
Title:
Size: A4
Date:
Rev:
KiCad E.D.A. kicad (5.0.0)
Id: 3/3

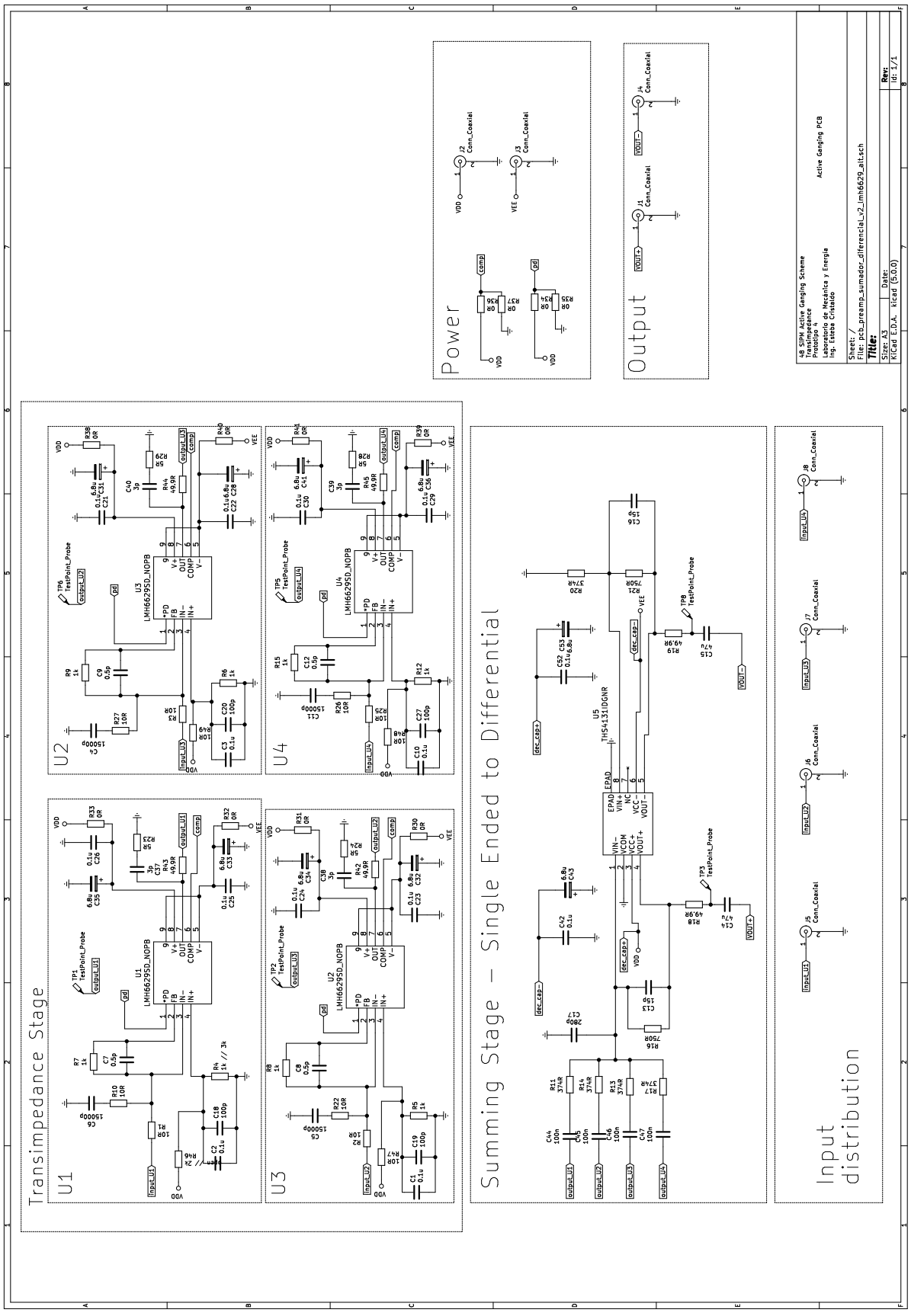
B.2 Diagrama esquemático del prototipo 2



B.3 Diagrama esquemático del prototipo 3



B.4 Diagrama esquemático del prototipo 4



C
ARTÍCULOS PUBLICADOS

Comparison between Transimpedance and Charge Integrator Amplification Topologies for Conditioning Signals Obtained from SiPM Sensors for the DUNE Experiment

Carlos B. Montiel, Diego Aranda, Esteban Cristaldo, Jorge Molina

***Abstract*— In this paper the simulation and comparison of the output of signal amplifiers for photon detection system with SiPM is presented. The Corsi model is used to determine the loads provided by the sensors, and analyze different electronic preamplifier topologies for data reading and noise filtering. The amplification of the signals obtained from 48 SiPM is carried out in three stages in order to obtain the output through a single channel. Two configurations are considered for the simulation: Transimpedance and Charge Integrator, which will be compared to meet the experiment requirements.**

***keywords*—— Charge Integrator Amplifier, Circuits Simulations, Operational Amplifier, Signal Noise Ratio, Silicon Photo Multiplier, Transimpedance Amplifier.**

I. INTRODUCCION

En el experimento Deep Underground Neutrino Experiment (DUNE), cuando un neutrino interactúa con los átomos de argón líquido, el decaimiento de estos genera fotones y electrones que deben ser detectados para obtener la información del evento. Para registrar los fotones dentro de los requerimientos del experimento es necesario diseñar un sistema de amplificación basado en amplificadores operacionales que funcionen a la temperatura de 80K [3], ya que estarán inmersos dentro del argón líquido utilizado como el material del detector. Para el sistema de detección de fotones se utiliza la trampa de fotones ARAPUCA [1], que consiste de un filtro dicroico que retiene los fotones colectados mediante cambios en la longitud de onda de los mismos. Con este sistema se reduce el tamaño de los detectores y se cambian los tradicionales tubos fotomultiplicadores por los sensores fotomultiplicadores de silicio (SiPM), que se ubicaran dentro del filtro en formato de matriz, creando una súper celda de detección. Para el procesamiento y análisis de datos se establecen las siguientes condiciones: que el tiempo de asentamiento de la señal no debe ser mayor a 1 µs, y que la relación señal ruido (SNR) no debe ser menor que 8 dB. Para este trabajo se utiliza los valores obtenidos según el modelo de Corsi [2] mostrado en la Fig. 1., para modelar los sensores SiPMs.

Carlos B. Montiel, Estudiante de Ingeniería Mecatrónica, FIUNA, (email:cbenitez@ing.una.py)
Diego Aranda, Estudiante de Ingeniería Mecatrónica, FIUNA, (email:daranda@ing.una.py)
Esteban Cristaldo, Ingeniero Mecatrónico, FIUNA, (email:e.cristaldo27@gmail.com)
Jorge Molina, Dr. Física de partículas elementales, FIUNA (email:jmolina@ing.una.py)

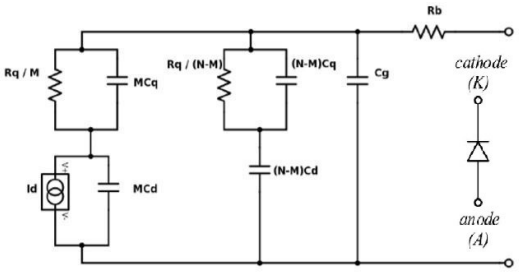


Fig. 1. Esquemático del modelo de Corsi para el SiPM que se utilizó para la extracción de parámetros.

II. MODELADO DEL SIPM

El SiPM puede ser modelado como una matriz de fotodiodos de avalancha conectados en paralelo y polarizados en inversa que al detectar un fotón genera una descarga de Geiger, que debe ser pre-amplificada. Al ser considerados como fuentes de corriente que estarán acopladas en paralelo a la entrada del sistema de acondicionamiento, se analiza el caso crítico, donde una sola microcelda de un solo sensor está activa, mientras que los demás sensores actúan como carga al sistema.

Para el análisis se utilizan los parámetros del SiPM de la marca Hamamatsu obtenidos en [6], así como la representación matemática del mismo.

La función de transferencia que relaciona la corriente de descarga Geiger I_d del fotodiodo con la corriente de salida I_s del modelo es:

$$\frac{I_s}{I_d}(s) = \frac{Bs+1}{\gamma s^2 + \lambda s + 1} \tag{1}$$

donde:

$A = R_q (C_d + C_q)$
$B = C_q R_q$
$P = N C_d + C_g$
$\alpha = N R_b R_q C_d C_d$
$\beta = R_b P$
$\gamma = A \beta - \alpha$
$\lambda = A + \beta$

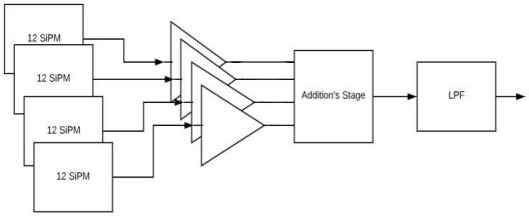


Fig. 2. Esquemático del sistema de pre-amplificación, sumado y filtrado de señal.

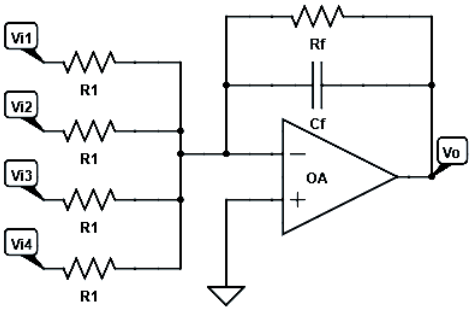


Fig. 3. Esquemático de la etapa sumadora del sistema.

III. ETAPA DE PRE-AMLIFICACIÓN, DE SUMA Y FILTRADO

Por un lado, el tamaño del experimento es tan grande, que es necesario una gran cantidad de sensores para cubrir la totalidad del volumen de interacción, pero por otro, también existen limitaciones de espacio para los sistemas de detección que obligan a utilizar una cantidad reducidas de cables. Por este motivo las señales de 48 SiPMs son agrupadas (ganged) para ser trasmitidas a través de un solo canal, como se muestra en la Fig. 2. Cuatro grupos de 12 sensores en paralelo son acoplados en la entrada de cada pre-amplificador, cuyas salidas serán recepcionadas por una etapa sumadora y por último la señal sumada será filtrada por una topología de realimentación múltiple paso bajos para eliminar la mayor cantidad de ruido de alta frecuencia posible [7] [9].

La función de transferencia de la etapa sumadora para 4 entradas es:

$$\frac{Vo}{Vs}(s) = \frac{Rf}{\frac{a}{GBP}s^2 + bs + c} \quad (2)$$

dónde:
$Vs = Vi_1 + Vi_2 + Vi_3 + Vi_4$
$a = R_1 R_f C_f$
$b = R_f R_1 C_f + (4 R_f + R_1)/GBP$
$c = R_1 + 4 R_f/Ao$
Ao: Ganancia de lazo abierto del amplificador.
GBP: Producto de Ganancia por Ancho de banda.

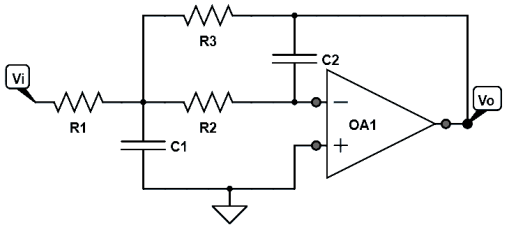


Fig. 4. Esquemático del filtro paso bajos de realimentación múltiple.

Se escoge a $R1 = Rf = 1k\Omega$ para definir una ganancia unitaria de la etapa sumadora y $Cf = 300pF$ para limitar el ancho de banda del ruido de las etapas anteriores, como se muestra en la Fig. 3.

Para los parámetros iniciales de diseño para el filtro de realimentación múltiple paso bajo que se muestra en la Fig. 4. se establecen:
C1 = 100 pF. Capacitor de valor fijo establecido.
fc = 3MHz. Frecuencia de corte
Q = 0.707. Para respuesta plana de Butterworth
K = 10. Ganancia del sistema

Además se modelan los ruidos térmicos para cada etapa, los cuales se utilizaran en las simulaciones a realizar.

IV. AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA

Una vez establecidos los valores de las etapas de suma y de filtrado, la primera topología simulada es el amplificador de transimpedancia [7] [8], como se muestra en la Fig. 5. Como el SiPM es un sensor que genera una señal de corriente, con esta configuración se pretende transformar la señal de corriente en una señal de voltaje para la posterior lectura. Los primeros valores para las resistencias y capacitancias fueron establecidos en [6] sin incluir las etapas de suma y filtro. Para este análisis se considera el sistema completo. La función de transferencia de la topología de transimpedancia, se calcula de manera no ideal de forma que se tengan en cuenta la impedancia que aportan los 12 SiPMs del ARAPUCA conectados en paralelo a su entrada, lo que resulta en:

$$\frac{Vo}{Is}(s) = \frac{(Rb \times P \times Rf \times GBP)s + (Rf \times GBP)}{Ds^3 + Fs^2 + Ts + GBP} \quad (3)$$

dónde:
$D = R_b P R_f C_f$
$F = R_b P C_f R_f GBP + R_b + R_f (C_f + N_s \times P)$
$T = GBP (R_f C_f + R_b P) + N_s w_o P R_f + 1$
Ns: Cantidad de SiPM conectados en paralelo
Ao: Ganancia de lazo abierto del amplificador
GBP: Producto de Ganancia por Ancho de banda
wo = GBP/Ao

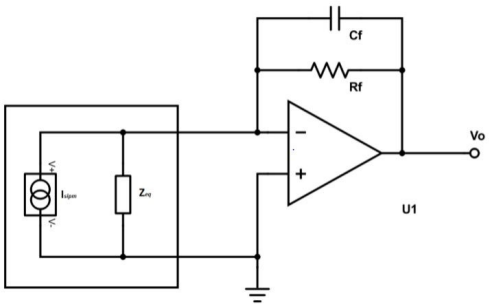


Fig. 5. Esquemático del amplificador de transimpedancia.

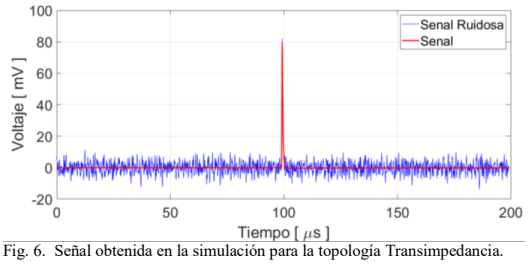


Fig. 6. Señal obtenida en la simulación para la topología Transimpedancia.

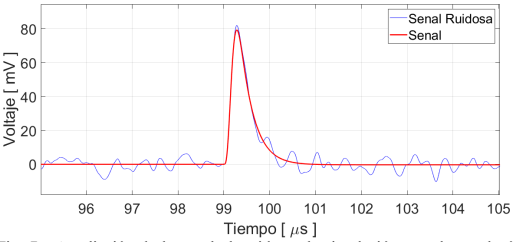


Fig. 7. Ampliación de la señal obtenida en la simulación para la topología Transimpedancia.

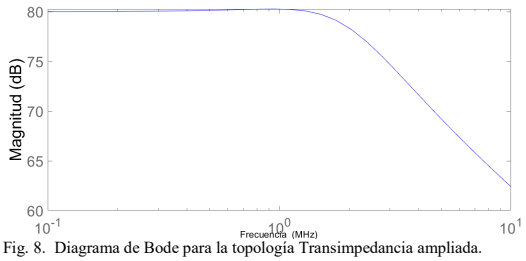


Fig. 8. Diagrama de Bode para la topología Transimpedancia ampliada.

Los parámetros *Ao* y *GBP* se definieron según la hoja de datos técnicos del amplificador operacional que se utiliza. Dadas las condicionantes de tiempo de asentamiento y SNR, se desarrolla un algoritmo para la obtener los valores óptimos que implementa una iteración de los parámetros Rf y Cf. La señal de entrada de la simulación es un pulso modelado en forma de campana de Gauss, donde la amplitud es una función de la carga desplazada por la descarga de Geiger, la cual

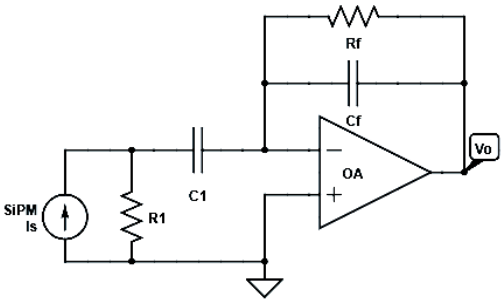


Fig. 9. Esquemático de la topología Integrador de Carga.

genera una señal de salida utilizando "(1)" que será amplificada utilizando "(3)", sumada "(2)" y filtrada por la posterior etapa, evaluándose así los resultados. Los valores obtenidos en la simulación fueron: C_f=3pF y R_f=10kΩ, que se utilizan para obtener las Fig. 6. y Fig. 7.

Se puede observar que el SNR es de aproximadamente 9 dB, y que el tiempo de asentamiento no es mayor a 1 µs. Esta topología ya actúa como un filtro pasa bajas según la ecuación "(3)" y mostrado en la Fig. 8., por lo que gran parte de los ruidos de altas frecuencias son eliminados en la etapa de pre-amplificación.

V. AMPLIFICADOR INTEGRADOR DE CARGA

La siguiente topología simulada es la del integrador de carga como el que se muestra en la Fig. 9. [4] [5]. Esta topología utiliza la corriente generada en el SiPM para integrar la carga del capacitor C_1 y convertirla en voltaje para su posterior lectura. El circuito se utiliza en detectores con niveles señales de salida muy bajos, especialmente cuando el SNR es bajo como en cámaras de deriva o en detectores de espectroscopia. Para obtener los valores óptimos de C_1, C_f, R_1 y R_f se desarrolla un algoritmo para iterar estos parámetros, de tal manera que se verifican cada condición establecidas por el experimento. Para obtener la función de transferencia se utiliza el modelo ideal del amplificador operacional, ya que se puede observar, con ese método, las impedancias que aportan los sensores SiPM en paralelo acoplados en la entrada de la etapa pre-amplificadora, lo que se obtiene:

$$\frac{Vo}{Is}(s) = \frac{Hs^3 + Ks^2}{Xs^3 + Ys^2 + Zs + 1} \tag{4}$$

Donde:

$H = R_b\,P\,R_f C_1 R_1$

$K = R_f\,C_1\,R_1$

$X = R_b\,P\,R_1\,C_1 C_f R_f$

$Y = N_s\,P\,R_1 C_f R_f + R_b P\,C_f\,R_f + C_1 R_1 C_f R_f + R_b P\,R_1 C_1$

$Z = N_s\,P\,R_1 + R_b\,P + C_1 R_1 + C_f R_f$

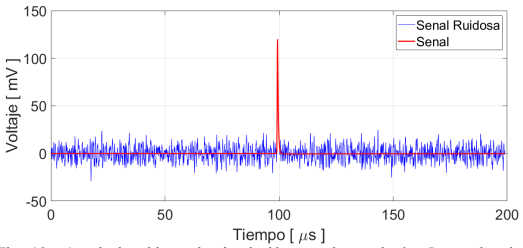


Fig. 10. Señal obtenida en la simulación para la topología Integrador de Carga.

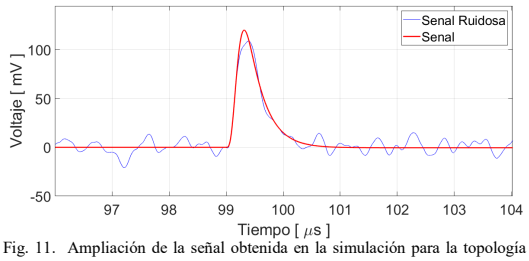


Fig. 11. Ampliación de la señal obtenida en la simulación para la topología Integrador de Carga.

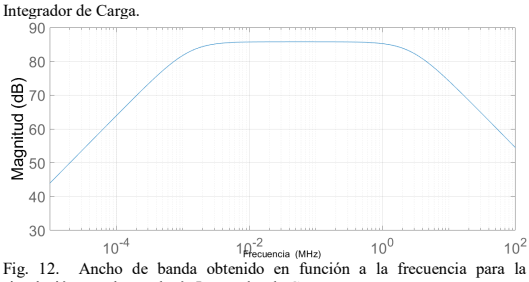


Fig. 12. Ancho de banda obtenido en función a la frecuencia para la simulación para la topología Integrador de Carga.

Los valores óptimos encontrados con el algoritmo son: R_I=250Ω, C_I=500nF, R_f=20kΩ, C_f=3pF. La señal de entrada para la simulación es la misma que se menciona en el apartado anterior, la cual genera una señal de salida utilizando "(1)" que será amplificada utilizando "(4)", sumada "(2)" y filtrada por la posterior etapa, evaluándose así los resultados. Con estos valores se obtienen las Fig. 10. y Fig. 11., donde se observa que el SNR es de aproximadamente 9 dB, y el tiempo de asentamiento no es mayor a 1 µs. En la Fig. 12. se muestra que esta topología ya actúa como un filtro pasa bandas según la ecuación "(4)", ya que gran parte de los ruidos de altas frecuencias son eliminados en la etapa de pre-amplificación. Con los valores que no verifican las condiciones impuestas se observa que esta configuración atenúa en gran medida el ruido térmico pero a cambio de un tiempo de respuesta elevado por encima de los 3µs, por lo que no puede ser posible utilizar los valores de mayor capacidad de filtrado.

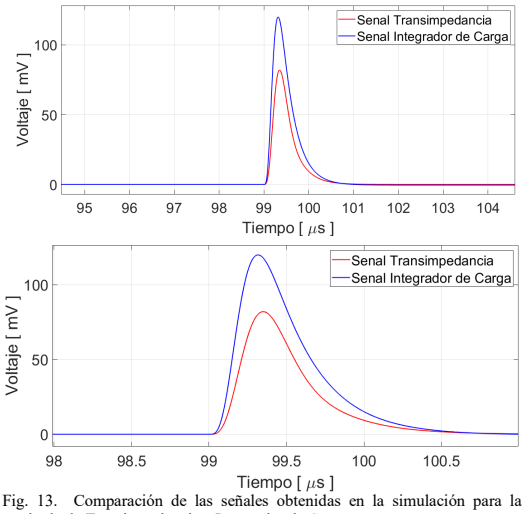


Fig. 13. Comparación de las señales obtenidas en la simulación para la topología de Transimpedancia e Integrador de Carga.

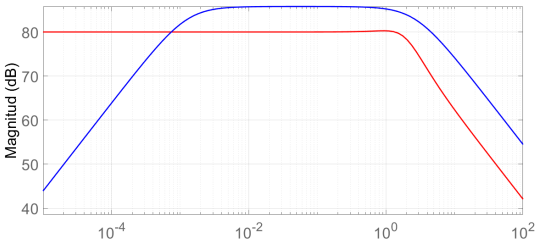


Fig. 14. Diagramas de Bode de la topología Transimpedancia e Integrador de Carga.

VI. COMPARACIONES

En la simulación para la topología de transimpedancia se obtiene un tiempo de asentamiento menor que la topología integrador de carga, pero la topología integrador de carga tiene un tiempo de subida menor que la topología de transimpedancia, como se muestra en la Fig. 13. Para ambas topologías se cumple la condición del tiempo de asentamiento del experimento. Además, se puede observar que las amplitudes son distintas, esto es debido a que las ganancias de las etapas de pre-amplificación fueron determinadas por los valores óptimos encontrados por el algoritmo, lo que se puede verificar con la Fig. 14., en donde se muestran los diagramas de Bode de cada configuración y se observa que la amplitud de la señal del integrador de carga será mayor que al de transimpedancia, además de amplificar en igual magnitud los ruidos de la etapa. También se verifica en los apartados anteriores que el SNR para ambas topologías es mayor al establecido por el experimento, por lo que las simulaciones verifican que ambas configuraciones cumplen con los requisitos del experimento.

VII. CONCLUSIÓN

En este trabajo se presentó la simulación y comparación de la salida de amplificadores de señal para el sistema de detección de fotones con SiPM. Los dos diseños estudiados muestran que las dos topologías generan resultados similares con los valores óptimos de ambas configuraciones, cumpliendo los requerimientos del experimento. La implementación final del diseño se realizará de tal manera a que el circuito pueda pasar de una configuración a la otra, dada la facilidad de transformación, para su posterior análisis en las pruebas físicas.

REFERENCIAS

[1] A.A. Machado and E. Segreto, "ARAPUCA a new device for liquid argon scintillation light detection", Journal of Instrumentation, vol. 11, Feb. 2016.

[2] F. Corsi y a. et . (2007, March 1*) Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment.* (1st ed.) [online]. Available: https://doi.org/10.1016/j.nima.2006.10.219

[3] T.D. Collaboration. (2018, Mar) The DUNE Far Detector Interim Design Report, Volume 2: Single-Phase Module. Fermilab. Belmont, CA. [Online]. Available: https://arxiv.org/abs/1807.10327v1

[4] Giovanni Franchi, "Fundamentals of electronic for high energy physics", unpublished.

[5] Giovanni Franchi, "Problems about SiPM charge integration". unpublished.

[6] E Esteban Cristaldo, Leonardo Yoshimura. "Diseño e implementación de un sistema de adquisición de datos para sensores fotomultiplicadores de silicio del experimento DUNE". unpublished.

[7] Sergio Franco. Desing with operational amplifier and analog integrated circuits, third edition, 2002, pp 63-109.

[8] (2018) Analog Engineer's Circuit: Transimpedance amplifier circuit, Texas Instruments, Dallas, TX. [Online]. Available: http://www.ti.com/lit/an/sboa268a/sboa268a.pdf

[9] Jim Karki. (2002) Active Low-Pass Filter Design, Texas Instruments, Dallas, TX. [Online]. Available: https://www.ti.com/lit/an/sloa049b/sloa049b.pdf

Comparison between Transimpedance and Charge Integrator Amplification Topologies for Conditioning Signals Obtained from SiPM Sensors for the DUNE Experiment

Carlos B. Montiel, Diego Aranda, Esteban Cristaldo, Jorge Molina

***Abstract*— In this paper the simulation and comparison of the output of signal amplifiers for photon detection system with SiPM is presented. The Corsi model is used to determine the loads provided by the sensors, and analyze different electronic preamplifier topologies for data reading and noise filtering. The amplification of the signals obtained from 48 SiPM is carried out in three stages in order to obtain the output through a single channel. Two configurations are considered for the simulation: Transimpedance and Charge Integrator, which will be compared to meet the experiment requirements.**

***keywords*—— Charge Integrator Amplifier, Circuits Simulations, Operational Amplifier, Signal Noise Ratio, Silicon Photo Multiplier, Transimpedance Amplifier.**

I. INTRODUCCION

En el experimento Deep Underground Neutrino Experiment (DUNE), cuando un neutrino interactúa con los átomos de argón líquido, el decaimiento de estos genera fotones y electrones que deben ser detectados para obtener la información del evento. Para registrar los fotones dentro de los requerimientos del experimento es necesario diseñar un sistema de amplificación basado en amplificadores operacionales que funcionen a la temperatura de 80K [3], ya que estarán inmersos dentro del argón líquido utilizado como el material del detector. Para el sistema de detección de fotones se utiliza la trampa de fotones ARAPUCA [1], que consiste de un filtro dicroico que retiene los fotones colectados mediante cambios en la longitud de onda de los mismos. Con este sistema se reduce el tamaño de los detectores y se cambian los tradicionales tubos fotomultiplicadores por los sensores fotomultiplicadores de silicio (SiPM), que se ubicaran dentro del filtro en formato de matriz, creando una súper celda de detección. Para el procesamiento y análisis de datos se establecen las siguientes condiciones: que el tiempo de asentamiento de la señal no debe ser mayor a 1 µs, y que la relación señal ruido (SNR) no debe ser menor que 8 dB. Para este trabajo se utiliza los valores obtenidos según el modelo de Corsi [2] mostrado en la Fig. 1., para modelar los sensores SiPMs.

Carlos B. Montiel, Estudiante de Ingeniería Mecatrónica, FIUNA, (email:cbenitez@ing.una.py)
Diego Aranda, Estudiante de Ingeniería Mecatrónica, FIUNA, (email:daranda@ing.una.py)
Esteban Cristaldo, Ingeniero Mecatrónico, FIUNA, (email:e.cristaldo27@gmail.com)
Jorge Molina, Dr. Física de partículas elementales, FIUNA (email:jmolina@ing.una.py)

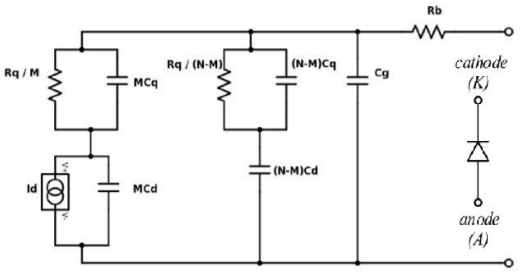


Fig. 1. Esquemático del modelo de Corsi para el SiPM que se utilizó para la extracción de parámetros.

II. MODELADO DEL SIPM

El SiPM puede ser modelado como una matriz de fotodiodos de avalancha conectados en paralelo y polarizados en inversa que al detectar un fotón genera una descarga de Geiger, que debe ser pre-amplificada. Al ser considerados como fuentes de corriente que estarán acopladas en paralelo a la entrada del sistema de acondicionamiento, se analiza el caso crítico, donde una sola microcelda de un solo sensor está activa, mientras que los demás sensores actúan como carga al sistema.

Para el análisis se utilizan los parámetros del SiPM de la marca Hamamatsu obtenidos en [6], así como la representación matemática del mismo.

La función de transferencia que relaciona la corriente de descarga Geiger I_d del fotodiodo con la corriente de salida I_s del modelo es:

$$\frac{I_s}{I_d}(s) = \frac{Bs+1}{\gamma s^2 + \lambda s + 1} \tag{1}$$

donde:

$A = R_q (C_d + C_q)$
$B = C_q R_q$
$P = N C_d + C_g$
$\alpha = N R_b R_q C_d C_d$
$\beta = R_b P$
$\gamma = A \beta - \alpha$
$\lambda = A + \beta$

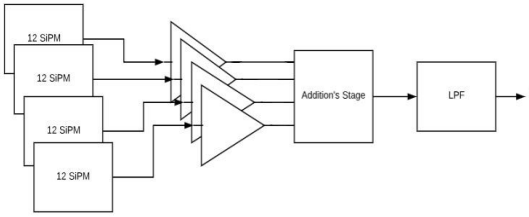


Fig. 2. Esquemático del sistema de pre-amplificación, sumado y filtrado de señal.

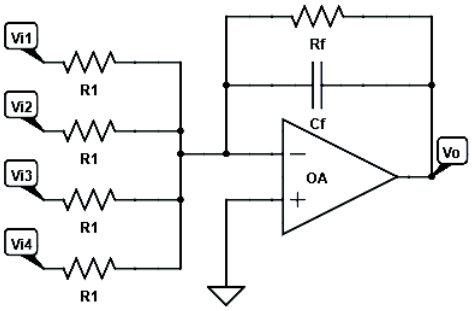


Fig. 3. Esquemático de la etapa sumadora del sistema.

III. ETAPA DE PRE-AMLIFICACIÓN, DE SUMA Y FILTRADO

Por un lado, el tamaño del experimento es tan grande, que es necesario una gran cantidad de sensores para cubrir la totalidad del volumen de interacción, pero por otro, también existen limitaciones de espacio para los sistemas de detección que obligan a utilizar una cantidad reducidas de cables. Por este motivo las señales de 48 SiPMs son agrupadas (ganged) para ser trasmitidas a través de un solo canal, como se muestra en la Fig. 2. Cuatro grupos de 12 sensores en paralelo son acoplados en la entrada de cada pre-amplificador, cuyas salidas serán recepcionadas por una etapa sumadora y por último la señal sumada será filtrada por una topología de realimentación múltiple paso bajos para eliminar la mayor cantidad de ruido de alta frecuencia posible [7] [9].

La función de transferencia de la etapa sumadora para 4 entradas es:

$$\frac{Vo}{Vs}(s) = \frac{Rf}{\frac{a}{GBP}s^2 + bs + c} \quad (2)$$

dónde:
$Vs = Vi_1 + Vi_2 + Vi_3 + Vi_4$
$a = R_1 R_f C_f$
$b = R_f R_1 C_f + (4 R_f + R_1)/GBP$
$c = R_1 + 4 R_f/Ao$
Ao: Ganancia de lazo abierto del amplificador.
GBP: Producto de Ganancia por Ancho de banda.

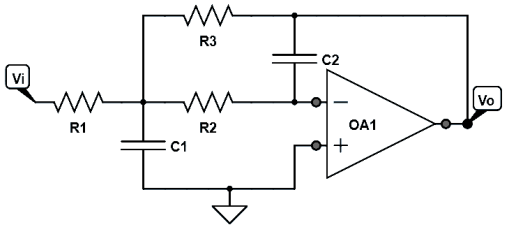


Fig. 4. Esquemático del filtro paso bajos de realimentación múltiple.

Se escoge a $R1 = Rf = 1k\Omega$ para definir una ganancia unitaria de la etapa sumadora y $Cf = 300pF$ para limitar el ancho de banda del ruido de las etapas anteriores, como se muestra en la Fig. 3.

Para los parámetros iniciales de diseño para el filtro de realimentación múltiple paso bajo que se muestra en la Fig. 4. se establecen:
C1 = 100 pF. Capacitor de valor fijo establecido.
fc = 3MHz. Frecuencia de corte
Q = 0.707. Para respuesta plana de Butterworth
K = 10. Ganancia del sistema

Además se modelan los ruidos térmicos para cada etapa, los cuales se utilizaran en las simulaciones a realizar.

IV. AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA

Una vez establecidos los valores de las etapas de suma y de filtrado, la primera topología simulada es el amplificador de transimpedancia [7] [8], como se muestra en la Fig. 5. Como el SiPM es un sensor que genera una señal de corriente, con esta configuración se pretende transformar la señal de corriente en una señal de voltaje para la posterior lectura. Los primeros valores para las resistencias y capacitancias fueron establecidos en [6] sin incluir las etapas de suma y filtro. Para este análisis se considera el sistema completo. La función de transferencia de la topología de transimpedancia, se calcula de manera no ideal de forma que se tengan en cuenta la impedancia que aportan los 12 SiPMs del ARAPUCA conectados en paralelo a su entrada, lo que resulta en:

$$\frac{Vo}{Is}(s) = \frac{(Rb \times P \times Rf \times GBP)s + (Rf \times GBP)}{Ds^3 + Fs^2 + Ts + GBP} \quad (3)$$

dónde:
$D = R_b P R_f C_f$
$F = R_b P C_f R_f GBP + R_b + R_f (C_f + N_s \times P)$
$T = GBP (R_f C_f + R_b P) + N_s w_o P R_f + 1$
Ns: Cantidad de SiPM conectados en paralelo
Ao: Ganancia de lazo abierto del amplificador
GBP: Producto de Ganancia por Ancho de banda
wo = GBP/Ao

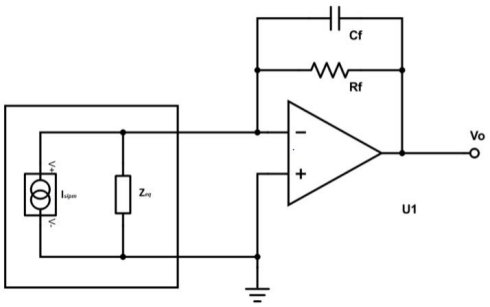


Fig. 5. Esquemático del amplificador de transimpedancia.

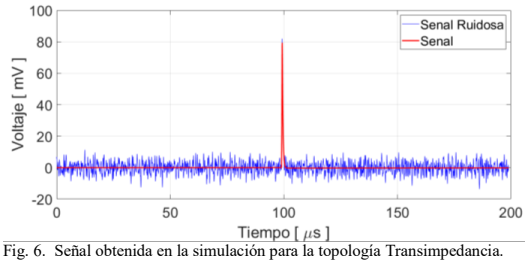


Fig. 6. Señal obtenida en la simulación para la topología Transimpedancia.

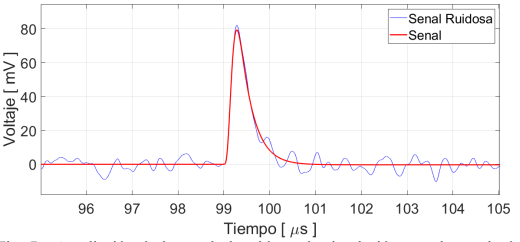


Fig. 7. Ampliación de la señal obtenida en la simulación para la topología Transimpedancia.

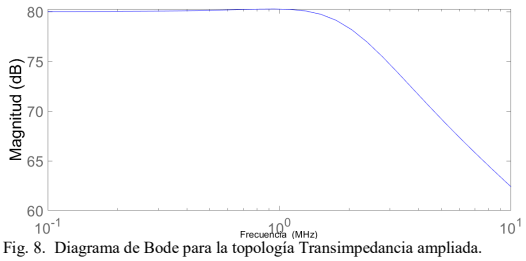


Fig. 8. Diagrama de Bode para la topología Transimpedancia ampliada.

Los parámetros *Ao* y *GBP* se definieron según la hoja de datos técnicos del amplificador operacional que se utiliza. Dadas las condicionantes de tiempo de asentamiento y SNR, se desarrolla un algoritmo para la obtener los valores óptimos que implementa una iteración de los parámetros Rf y Cf. La señal de entrada de la simulación es un pulso modelado en forma de campana de Gauss, donde la amplitud es una función de la carga desplazada por la descarga de Geiger, la cual

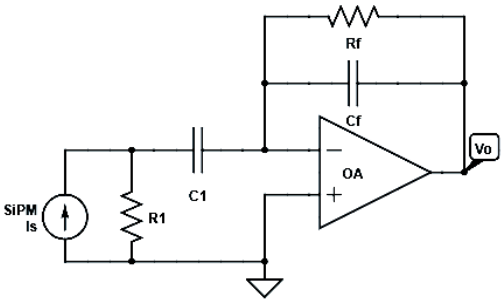


Fig. 9. Esquemático de la topología Integrador de Carga.

genera una señal de salida utilizando "(1)" que será amplificada utilizando "(3)", sumada "(2)" y filtrada por la posterior etapa, evaluándose así los resultados. Los valores obtenidos en la simulación fueron: C_f=3pF y R_f=10kΩ, que se utilizan para obtener las Fig. 6. y Fig. 7.

Se puede observar que el SNR es de aproximadamente 9 dB, y que el tiempo de asentamiento no es mayor a 1 µs. Esta topología ya actúa como un filtro pasa bajas según la ecuación "(3)" y mostrado en la Fig. 8., por lo que gran parte de los ruidos de altas frecuencias son eliminados en la etapa de pre-amplificación.

V. AMPLIFICADOR INTEGRADOR DE CARGA

La siguiente topología simulada es la del integrador de carga como el que se muestra en la Fig. 9. [4] [5]. Esta topología utiliza la corriente generada en el SiPM para integrar la carga del capacitor C_1 y convertirla en voltaje para su posterior lectura. El circuito se utiliza en detectores con niveles señales de salida muy bajos, especialmente cuando el SNR es bajo como en cámaras de deriva o en detectores de espectroscopia. Para obtener los valores óptimos de C_1, C_f, R_1 y R_f se desarrolla un algoritmo para iterar estos parámetros, de tal manera que se verifican cada condición establecidas por el experimento. Para obtener la función de transferencia se utiliza el modelo ideal del amplificador operacional, ya que se puede observar, con ese método, las impedancias que aportan los sensores SiPM en paralelo acoplados en la entrada de la etapa pre-amplificadora, lo que se obtiene:

$$\frac{Vo}{Is}(s) = \frac{Hs^3 + Ks^2}{Xs^3 + Ys^2 + Zs + 1} \tag{4}$$

Donde:

$H = R_b\,P\,R_f C_1 R_1$

$K = R_f\,C_1\,R_1$

$X = R_b\,P\,R_1\,C_1 C_f R_f$

$Y = N_s\,P\,R_1 C_f R_f + R_b P\,C_f\,R_f + C_1 R_1 C_f R_f + R_b P\,R_1 C_1$

$Z = N_s\,P\,R_1 + R_b\,P + C_1 R_1 + C_f R_f$

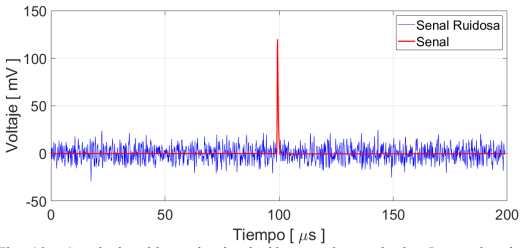


Fig. 10. Señal obtenida en la simulación para la topología Integrador de Carga.

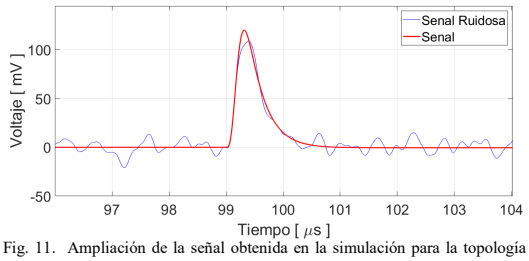


Fig. 11. Ampliación de la señal obtenida en la simulación para la topología Integrador de Carga.

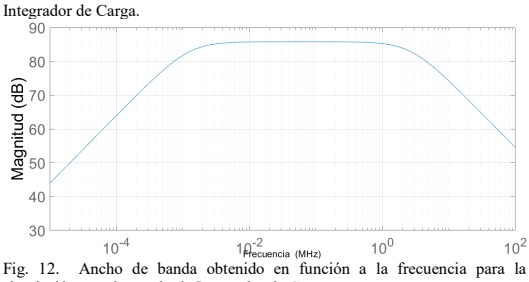


Fig. 12. Ancho de banda obtenido en función a la frecuencia para la simulación para la topología Integrador de Carga.

Los valores óptimos encontrados con el algoritmo son: R_I=250Ω, C_I=500nF, R_f=20kΩ, C_f=3pF. La señal de entrada para la simulación es la misma que se menciona en el apartado anterior, la cual genera una señal de salida utilizando "(1)" que será amplificada utilizando "(4)", sumada "(2)" y filtrada por la posterior etapa, evaluándose así los resultados. Con estos valores se obtienen las Fig. 10. y Fig. 11., donde se observa que el SNR es de aproximadamente 9 dB, y el tiempo de asentamiento no es mayor a 1 µs. En la Fig. 12. se muestra que esta topología ya actúa como un filtro pasa bandas según la ecuación "(4)", ya que gran parte de los ruidos de altas frecuencias son eliminados en la etapa de pre-amplificación. Con los valores que no verifican las condiciones impuestas se observa que esta configuración atenúa en gran medida el ruido térmico pero a cambio de un tiempo de respuesta elevado por encima de los 3µs, por lo que no puede ser posible utilizar los valores de mayor capacidad de filtrado.

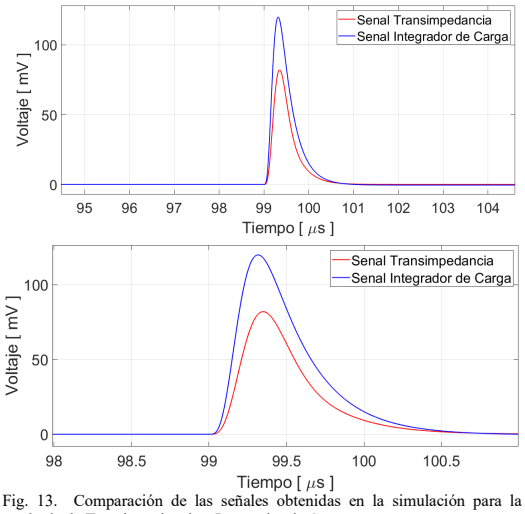


Fig. 13. Comparación de las señales obtenidas en la simulación para la topología de Transimpedancia e Integrador de Carga.

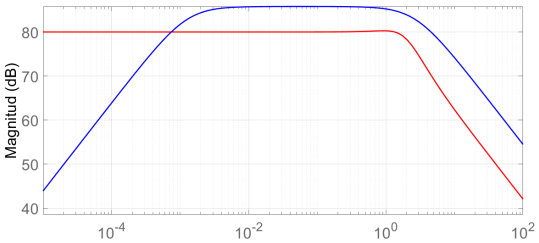


Fig. 14. Diagramas de Bode de la topología Transimpedancia e Integrador de Carga.

VI. COMPARACIONES

En la simulación para la topología de transimpedancia se obtiene un tiempo de asentamiento menor que la topología integrador de carga, pero la topología integrador de carga tiene un tiempo de subida menor que la topología de transimpedancia, como se muestra en la Fig. 13. Para ambas topologías se cumple la condición del tiempo de asentamiento del experimento. Además, se puede observar que las amplitudes son distintas, esto es debido a que las ganancias de las etapas de pre-amplificación fueron determinadas por los valores óptimos encontrados por el algoritmo, lo que se puede verificar con la Fig. 14., en donde se muestran los diagramas de Bode de cada configuración y se observa que la amplitud de la señal del integrador de carga será mayor que al de transimpedancia, además de amplificar en igual magnitud los ruidos de la etapa. También se verifica en los apartados anteriores que el SNR para ambas topologías es mayor al establecido por el experimento, por lo que las simulaciones verifican que ambas configuraciones cumplen con los requisitos del experimento.

VII. CONCLUSIÓN

En este trabajo se presentó la simulación y comparación de la salida de amplificadores de señal para el sistema de detección de fotones con SiPM. Los dos diseños estudiados muestran que las dos topologías generan resultados similares con los valores óptimos de ambas configuraciones, cumpliendo los requerimientos del experimento. La implementación final del diseño se realizará de tal manera a que el circuito pueda pasar de una configuración a la otra, dada la facilidad de transformación, para su posterior análisis en las pruebas físicas.

REFERENCIAS

[1] A.A. Machado and E. Segreto, "ARAPUCA a new device for liquid argon scintillation light detection", Journal of Instrumentation, vol. 11, Feb. 2016.

[2] F. Corsi y a. et . (2007, March 1*) Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment.* (1st ed.) [online]. Available: https://doi.org/10.1016/j.nima.2006.10.219

[3] T.D. Collaboration. (2018, Mar) The DUNE Far Detector Interim Design Report, Volume 2: Single-Phase Module. Fermilab. Belmont, CA. [Online]. Available: https://arxiv.org/abs/1807.10327v1

[4] Giovanni Franchi, "Fundamentals of electronic for high energy physics", unpublished.

[5] Giovanni Franchi, "Problems about SiPM charge integration". unpublished.

[6] E Esteban Cristaldo, Leonardo Yoshimura. "Diseño e implementación de un sistema de adquisición de datos para sensores fotomultiplicadores de silicio del experimento DUNE". unpublished.

[7] Sergio Franco. Desing with operational amplifier and analog integrated circuits, third edition, 2002, pp 63-109.

[8] (2018) Analog Engineer's Circuit: Transimpedance amplifier circuit, Texas Instruments, Dallas, TX. [Online]. Available: http://www.ti.com/lit/an/sboa268a/sboa268a.pdf

[9] Jim Karki. (2002) Active Low-Pass Filter Design, Texas Instruments, Dallas, TX. [Online]. Available: https://www.ti.com/lit/an/sloa049b/sloa049b.pdf

22nd TWAS LACREP YOUNG SCIENTIST CONFERENCE and
1st TYAN REGIONAL CONFERENCE FOR LATIN AMERICA AND CARIBBEAN REGION

Design of a transimpedance amplifier for Silicon Photomultipliers (SiPMs) operating at cryogenic temperatures for the DUNE experiment's photon detection system

Esteban Cristaldo [1,2], Diego Aranda [1], Carlos Montiel [1], Jorge Molina [1]
[1] Laboratorio de Mecánica y Energía - Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción
[2] Universidad del Cono Sur de la Américas

I. Introduction

The Deep Underground Neutrino Experiemnt (DUNE) is the largest international experiment for neutrino science that is under construction. In this work, the design and simulation of the active ganging amplification of 48 silicon photomultiplier's (SiPMs) signals coming from the scintillation light caused by the interaction of neutrinos with LAr in the DUNE time projection chamber is presented. First, the electrical model of the SiPM and the transimpedance amplifier model are shown, as well as the equations that characterize the dynamics of the system. Second, the proposed amplification scheme and the simulation of the signal are shown. Finally, experimental results of the test performance at cryogenic temperatures of the proposed amplifier is presented.

II. SiPM and transimpedance amplifier model

A. SiPM model

SiPMs are sensors that quantify low light signal down to the single photon level. The electrical model was provided by F.Corsi [1], shown in figure 1.

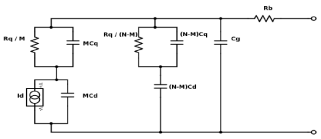


Figure 1: SiPM electrical model.

where Id is the photodiode current, Cd is the diode capacitance, Rq is the quenching resistor, Cq is a parasitic capacitance, Cg is a parasitic cappacitance between Rq and the sensor subtrate, Rb is the output resistance, M is the activated cells an N is the total number of cells in the SiPM [1]. The output current can be expresed as [2]:

$$I_{SiPM} = \frac{1 + sB}{1 + s\lambda + s^2\gamma} I_d \tag{1}$$

where $\gamma = A\beta - \alpha$, $\lambda = A + \beta$, $A = R_q(C_d + C_q)$, $B = C_qR_q$, $\alpha = NR_bR_qC_dC_d$, $\beta = R_bP$ and $P = NC_d + C_g$ [2].

From this electrical model we can obtain the equivalent impedance which can approximated as [2]:

$$Z_{eq} = R_b + \frac{1}{sP} \tag{2}$$

and the diode current can be approximated as a Gaussian pulse with an area under the curve as [2]:

$$Q = \int_0^t I_d(t)dt \tag{3}$$

where the displaced charge $Q = (C_d + C_q)\Delta V$ and ΔV is the over-voltage [1].

B. Transimpedance amplifier model

The transimpedance amplifier ideally converts the current I_{SiPM} into a output voltage V_o regardless of the input impedance.

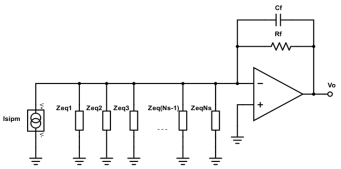


Figure 2: Transimpedance amplifier with N_s number of SiPMs connected in parallel at the input.

For an amplifier with a first order open loop transfer function with and open loop gain A_o and a cut-off frequency ω_o, the output voltage can be expresed as [2]:

$$V_o = \frac{R_f(1 + sR_bP)}{1 + sD_1 + s^2D_2 + s^3D_3} I_{SiPM} \tag{4}$$

$$D_3 = \frac{R_bPR_fC_f}{GBP} \tag{5}$$

$$D_2 = R_bPR_fC_f + \frac{R_bP}{GBP} + \frac{R_f(C_f + N_sP)}{GBP} \tag{6}$$

$$D_1 = R_fC_f + R_bP + \frac{N_s\omega_oR_fP}{GBP} + \frac{1}{GBP} \tag{7}$$

$$GBP = A_0\omega_o \tag{8}$$

III. Simulations

In order to select optimal feedback components, multiple simulations were performed iterating R_f and C_f. These values were found to be $1K\Omega$ and $3pF$.

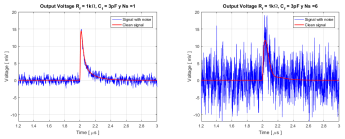


Figure 3: Single photon amplification simulation with $N_s = 1$ and $N_s = 6$ for SenL C-Series 60035. [2]

In figure 3, it is evident that increasing the number of ganged SiPMs increases the output noise and in order to amplify up to 48 SiPMs through a single channel preserving the time characteristics and low noise of the output signal, we chose to amplify in four groups of 12 SiPMs and add a second summing low-pass filter stage (LPF).

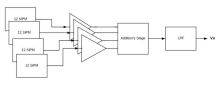


Figure 4: 48 SiPM active ganging amplification scheme.

IV. Cryogenic test

A prototype board was designed based on the OPA847, low noise 3.9 Ghz GBP and the THS4131 as the summing LPF and single ended to differential convertor.

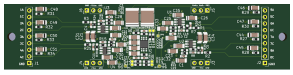


Figure 5: Circuit board design for cryogenic testing.

Cryogenic test were conducted in the Proton Assembly Building at FERMILAB were the ICEBERG test stand is built for testing cold electronics. The circuit was submerged in a small cryostat filled with liquid nitrogen with up to 8 SiPMs connected at the input of one of the 4 amplification channels.

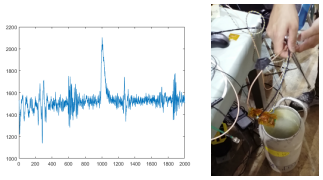


Figure 6: LN_2 cryogenic test and waveforms of single photon amplification with $N_s = 8$ for Hamamatsu S13360-6050.

V. Conclusions and Discussion

In this work, the design, simulation and test of a 48 SiPMs cryogenic active ganging board is presented, proving that operational condition can be achieved at cryogenic temperatures maintaining signal integrity using commercially available operational amplifiers. Although 48 SiPMs could not be tested due to the availability of the sensors, simulations show little difference in waveform shape from 8 to 12 sensors, and due to the summing stage SiPM load is decoupled from the output, preserving signal integrity with little impact in the output's signal to noise ratio. Other factor to be considered is obtaining maximum dynamic range without compromising the stability of the amplifier. Work is still ongoing in this area.

Acknowledgements

Finaltial support was granted by TWAS, CONACYT and UNICAMP.

References

[1] F. Corsi, A. Dragone, C. Marzocca, P. Delizia, A. Del Guerra, N. Dinu, C. Piemonte, M. Boscardin, and G. F. Dalla Betta. Modelling a silicon photomultiplier (SiPM) as a signal source for optimum front-end design. *Nucl. Instrum. Meth.*, A572:416–418, 2007.

[2] Leonardo Yoshimura Esteban Cristaldo. Diseño e implementación de un sistema de adquisición de datos para sensores fotomultiplicadores de silicio (sipm) del experimento dune. Graduate thesis, Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción, Campus Universitario - San Lorenzo - Paraguay, aug 2018.