



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE
MÉXICO

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

PROGRAMA DE MAESTRIA Y DOCTORADO EN
INGENIERIA

DISEÑO DE UN SUBSISTEMA OPTO-ELECTRONICO DE
UN SIMULADOR DE TRAZAS PARA LA CALIBRACION
EN TIERRA DE LA SUPERFICIE FOCAL DEL
OBSERVATORIO ESPACIAL JEM-EUSO.

T E S I S

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERIA

INGENIERIA ELECTRICA - INSTRUMENTACION

P R E S E N T A :

CÉSAR GIOVANI TAVERA RUIZ



TUTOR:
GUSTAVO ADOLFO MEDINA TANCO

2011

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dr. KOLOKOLTSEV FILATOV OLEG VIKTOROVICH
Secretario: Dr. QURESHI NASER
Vocal: Dr. MEDINA TANCO GUSTAVO ADOLFO
1^{er.} Suplente: Dr. SANDOVAL ROMERO GABRIEL EDUARDO
2^{d.o.} Suplente: Dra. SANCHEZ PÉREZ CELIA ANGELINA

Lugar o lugares donde se realizó la tesis:

- POSGRADO DE INGENIERIA, UNAM.
- INSTITUTO DE CIENCIAS NUCLEARES, UNAM.
- CENTRO DE CIENCIAS APLICADAS Y DESARROLLO TECNOLÓGICO, UNAM.

TUTOR DE TESIS:

GUSTAVO ADOLFO MEDINA TANCO.

FIRMA

DEDICATORIAS.

A mis padres, el regalo más grande de mi vida; por su amor, apoyo y confianza incondicionales. Gracias hoy y siempre.

A Mario, Héctor, Josefina, Andrea, Mario Jr. y Jesús; por ser mi apoyo y motivación día con día.

A la Universidad Nacional Autónoma de México, máxima casa de estudios de esta nación; por brindarme un lugar en sus aulas, siempre impregnadas con la verdad del conocimiento; pero sobre todo, por forjar mi alma y espíritu universitarios.

AGRADECIMIENTOS.

A todos y cada uno de los académicos que amablemente se dieron a la tarea de revisar el desarrollo del presente documento y a quienes conforman el jurado evaluador para el examen de grado correspondiente:

*Dr. Oleg Kolokoltsev Filatov (presidente), Dr. Qureshi Naser (secretario), Dr. Gustavo Medina Tanco (vocal),
Dr. Eduardo Sandoval Romero (primer suplente), Dra. Celia A. Sánchez Pérez (segundo suplente).*

Un particular agradecimiento a la Dra. Celia A. Sánchez Pérez por el apoyo brindado en el desarrollo de esta tesis.

Al grupo de trabajo del "Laboratorio de Detectores" del ICN de la UNAM, (2009-2011), por el apoyo brindado en el desarrollo experimental de este trabajo y por compartir conmigo su conocimiento; pero sobre todo, por su invaluable amistad:

*Ing. Meza Olivo Abril, Ing. Zamora Vázquez Angélica, Ing. Fajardo Tapia Isai, Ing. Héctor Hugo Silva López,
Dra. De Donato Cinzia, Fis. Alejandro Guzmán, Ing. Enrique Patiño Salazar, Dr. Daniel Supanitsky.*

Estudiantes: Aarón Garza Rodríguez, Verónica Martínez López, Raúl Rodríguez García.

A todos mis amigos y compañeros de vida, por su amistad; por el apoyo, tolerancia e interés por este proyecto de maestría:

Berenice Albor, Evangelina Rodríguez, Kristian Ramírez, Héctor del Real, Jazmín Pérez, Andy Velázquez, Maribel y Mónica Jiménez, José L. Partida, Zahira Cruz, Zoila Juárez, Gabriela Lechuga y Manuel Maldonado.

César G. Tavera Ruiz, Diciembre del 2011.

ÍNDICE GENERAL.

ÍNDICE DE FIGURAS.....	i
ÍNDICE DE TABLAS.....	vii
PREFACIO.....	x
1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 MOTIVACIÓN CIENTÍFICA.	1
1.2 JEM-EUSO, EL SIMULADOR DE TRAZAS ULTRAVIOLETA “TRACK-SIM” Y EL PROTOTIPO “TRACK-FLAT”	7
1.2.1 REQUERIMIENTOS Y GENERALIDADES TÉCNICAS DEL JEM-EUSO.....	7
1.2.2 SUPERFICIE FOCAL DEL JEM-EUSO Y CALIBRACIÓN DEL DETECTOR.....	12
1.2.3 El “TRACK-SIM”	20
Requerimientos del Sistema “Track-Sim”	20
Especificaciones Técnicas.....	21
1.2.4 METODOLOGÍA DE DISEÑO PARA EL “TRACK-SIM”. EL “TRACK-FLAT”	25
El “Track- Flat” como objetivo de tesis.....	27

2. CARACTERIZACIÓN DE UN TUBO FOTOMULTIPLICADOR MULTI-ÁNODO (MAPMT) PARA EL DESARROLLO DEL “TRACK-FLAT”. CONSTRUCCIÓN DE UNA CÁMARA OSCURA.....	29
2.1 NECESIDADES INICIALES.	29
2.2 CONSTRUCCIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE UNA CÁMARA OSCURA.....	32
2.3 EXPERIMENTO DE CARACTERIZACIÓN DEL MAPMT.....	39
2.3.1 VALIDACIÓN DEL RÉGIMEN “SINGLE PHOTO-ELECTRON (SPE)” DEL MAPMT.....	44
2.3.2 DETERMINACIÓN DEL VALOR DEL EVENTO “SINGLE PHOTO-ELECTRON (SPE)”	52
Manipulación de pulsos de un PMT.....	52
Adquisición a través del osciloscopio MSO-3032.....	54
3. ESTRUCTURA DE CANALIZACIÓN LUMÍNICA PARA EL TRACK-FLAT.....	65
3.1 ESTRUCTURA DE LAS GUÍAS DE ONDA.	65
3.2 MODELO INICIAL DEL SISTEMA DE CANALIZACIÓN DE LUZ.	66
3.3 MODELO A PARTIR DE FIBRA ÓPTICA E IMPRESIÓN 3D.....	72
Desarrollo y Conctrucción.....	75
3.4 CARACTERIZACIÓN DEL MODELO DE CANALIZACIÓN LUMÍNICA.....	82
EFICIENCIA.....	82
“CROSS-TALK”	88

4. EXPLORACIÓN DE UN DISPOSITIVO LED COMO POSIBLE FUENTE LUMÍNICA PARA LOS RANGOS TEMPORALES Y DE INTENSIDAD REQUERIDOS.....97

4.1 TECNOLOGÍA LED.97

4.2 ESPECTRO DE EMISIÓN, PRUEBAS TEMPORALES Y DE INTENSIDAD..... 103

5. CALIBRACIÓN DEL TRACK-FLAT.....116

6. RESULTADOS Y CONCLUSIONES.....123

RESULTADOS.....123

CONCLUSIONES.....126

APÉNDICE 1. CARACTERÍSTICAS MÁS IMPORTANTES DE LOS TUBOS FOTOMULTICADORES (PMT's) COMO ELEMENTOS CONTADORES DE FOTONES.....129

APÉNDICE 2. ESTIMACIÓN DEL ERROR PARA LA ADQUISICIÓN DE SEÑALES DEL MAPMT H7546B CON UN OSCILOSCOPIO DE 300 MHz DE ANCHO DE BANDA.....150

HOJAS DE DATOS DEL LED “VAOL-5EUV0T4”	161
HOJAS DE DATOS DEL MAPMT “H7546B”	164
REFERENCIAS.....	168

ÍNDICE DE FIGURAS.

FIGURAS DEL CAPÍTULO 1.

PÁG

1.1.1. Principio de observación del telescopio JEM-EUSO.....	4
1.1.2. Telescopio JEM-EUSO y sus modos de observación.....	5
1.1.3. Comparación de las escalas de observación para el telescopio.....	6
1.2.1.1. Representación conceptual de la óptica del telescopio y sus sistemas de interacción.....	7
1.2.1.2. Transmitancia de los materiales designados para las lentes del Telescopio.....	10
1.2.1.3. Representación del sistema de monitorización atmosférica.....	11
1.2.2.1. Superficie Focal del Telescopio.....	12
1.2.2.2. Tubos Fotomultiplicadores Multi-Ánodo (MAPMTs) R11265-M64 para la Superficie Focal.....	14
1.2.2.3. Eficiencia cuántica del material “Bialkali” para Tubos Foto-Multiplicadores.....	16
1.2.3.1. Diagrama Conceptual del Sistema “Track-Sim” (Simulador de -trazas).....	21
1.2.3.2. Perfil Temporal Típico de intensidad sobre la superficie focal del JEM-EUSO.....	22
1.2.3.3. Simulación de Trazas lumínicas de los eventos de interés sobre la Superficie Focal.....	23
1.2.3.4. Representación conceptual de la emisión del simulador de trazas.....	24

FIGURAS DEL CAPÍTULO 2.

PÁG.

2.2.1. Modelo prototipo de la Cámara Oscura para el desarrollo del “Track-Flat”	33
2.2.2. Cámara Oscura en proceso de construcción.....	34
2.2.3. Nivel de Oscuridad detectado para el plano 1 de la Cámara Oscura.....	36
2.2.4. Nivel de Oscuridad detectado para el plano 2 de la Cámara Oscura.....	37
2.2.5. Nivel de Oscuridad detectado para el plano 3 de la Cámara Oscura.....	37
2.2.6. Cámara Oscura finalizada.....	38
2.3.1. Estructura genérica de un Tubo Foto-Multiplicador (PMT).....	39
2.3.2. Pulsos de Salida de un PMT para diferentes niveles de intensidad lumínica.....	40
2.3.3. Distribución de Altura de Pulsos (PHD) de un PMT.....	42
2.3.1.1. Emisión directa del LED UV hacia el sensor MAPMT en la determinación del estado “Single Photo-electron” (SPE).....	45
2.3.1.2. Emisión UV a través de una esfera para la determinación del estado SPE.....	47
2.3.1.3. Forma de onda típica el experimento de comprobación de la ley del cuadrado inverso en la determinación del “SinglePhotoelect(SPE)”	49
2.3.1.4. Configuración a bloques del instrumental utilizado en la determinación del estado “Single Photoelectron” para el MAPMT Hamamatsu H7546B empleado.....	50
2.3.2.1. Sistemas típicamente utilizados para el análisis de los pulsos provenientes de un PMT.....	53
2.3.2.2. Forma de onda típica para la determinación de la Distribución de Altura de Pulsos (PHD).....	57
2.3.2.3. Diagrama de la vista posterior de los pixeles seleccionados en el sensor MAPMT H7546B utilizado.....	60
2.3.2.4. Distribución de Altura de Pulsos en términos de carga eléctrica para el pixel No.1 seleccionado.....	61

2.3.2.5. Distribución de Altura de Pulsos en términos de carga eléctrica para el pixel No.2 seleccionado.....	61
2.3.2.6. Distribución de Altura de Pulsos en términos de carga eléctrica para el pixel No.3 seleccionado.....	62

FIGURAS DEL CAPÍTULO 3.

PÁG.

3.1.1. Estructura básica y perfil del índice de refracción de una guía de onda.....	65
3.2.1. Curvatura de la Superficie Focal del JEM-EUSO y los módulos PDM.....	67
3.2.2. Curvatura de los módulos PDM.....	68
3.2.3. Detector MAPMT R11265-M64 de Hamamatsu, diseñado para la misión JEM-EUSO.....	69
3.2.4. Diagrama isométrico conceptual del primer sistema de emisión/conducción para la caracterización de los módulos PDM.....	70
3.2.5. Diagrama de la estructura rotatoria para emisión de trazas verticales, horizontales y diagonales.....	70
3.3.1. Vista de planta de las estructuras de canalización lumínica modulares para el esquema de los módulos PDM.....	74
3.3.2. Características de la fibra óptica BCF-98 de "Bicron" empleada en el modelo de canalización lumínica.....	78
3.3.3. Modelo de canalización lumínica final diseñado para caracterizar los 8 canales del MAPMT R11265-M64.....	79
3.3.4. Proceso de pegado de la fibra dentro de los canales designados.....	81
3.3.5. Se muestra el método de posicionamiento final de la fibra óptica dentro del recinto LED/fibra.....	81
3.4.1. Intensidad relativa como función de la corriente de polarización para el LED VAOL-5EUVT04 empleado.....	83
3.4.2. Eficiencia relativa para cada canal del modelo de canalización lumínica.....	84

3.4.3. Medición directa de la potencia óptica del LED para 10mA de corriente.....	86
3.4.4. Montaje experimental para medición de la potencia óptica del LED en emisión directa (ausencia de luz en el recinto).....	87
3.4.5. Medición de potencia óptica a través del modelo de canalización lumínica del “Track-Flat”	87
3.4.6. Plataforma de alineamiento entre pixeles del MAPMT empleado y los canales ópticos del plano de emisión del modelo de canalización lumínica.....	89
3.4.7. Plataforma de posicionamiento durante medición del “cross-talk” (dentro de la cámara oscura).....	90
3.4.8. Influencia de “cross-talk” lumínico, en fotones, sobre el canal 1.....	91
3.4.9. Influencia de “cross-talk” lumínico, en fotones, sobre el canal 2.....	91
3.4.10. Influencia de “cross-talk” lumínico, en fotones, sobre el canal 3.....	92
3.4.11. Influencia de “cross-talk” lumínico, en fotones, sobre el canal 4.....	92
3.4.12. Influencia de “cross-talk” lumínico, en fotones, sobre el canal 5.....	93
3.4.13. Influencia de “cross-talk” lumínico, en fotones, sobre el canal 6.....	93
3.4.14. Influencia de “cross-talk” lumínico, en fotones, sobre el canal 7.....	94
3.4.15. Influencia de “cross-talk” lumínico, en fotones, sobre el canal 8.....	94
3.4.16. “cross-talk” acumulado (en fotones) por canal.....	95
3.4.17. “cross-talk” relativo (para la máxima emisión del rango dinámico) acumulado en cada canal.....	95

FIGURAS DEL CAPITULO 4.

PÁG.

4.1.1. La unión p-n y los pares electrón/hueco.....	100
4.1.2. Geometría y descripción de un LED típico.....	101
4.1.3. Comportamiento en polarización directa de un dispositivo LED.....	102

4.1.4. Intensidad lumínica del LED y su corriente de polarización.....	102
4.2.1. Distribución de la intensidad del LED VAOL-5EUV0T4 sobre su rango espectral.....	105
4.2.2. Distribución de la intensidad relativa del LED VAOL-5EUV0T4 sobre su rango espectral.....	105
4.2.3. Pruebas pulsadas realizadas por el fabricante del LED VAOL-5EUV0T4 para un ciclo de trabajo del 1% y anchos de pulso de 100 μ s.....	107
4.2.4. Relación entre la intensidad relativa del LED VAOL-5EUV0T4 para su corriente en la región activa.....	107
4.2.5. Esquema de experimentación empleado en la exploración temporal y de intensidad efectuadas al LED VAOL-5EUV0T4.....	108
4.2.6. Primera exploración a 4 canales del modelo preliminar de "Track-Flat"	110
4.2.7. Relación entre la carga eléctrica de detección del MAPMT y la carga eléctrica de la emisión del LED.....	111
4.2.8. Segunda exploración al LED bajo el esquema de la resistencia limitadora.....	113
4.2.9. Comprobación del comportamiento no lineal en el detector MAPMT para el mismo nivel de carga emitido en el pulso del LED.....	115

FIGURAS DEL CAPÍTULO 5.

PÁG.

5.1. Curvas de calibración del (8 canales) para 1 μ s de modulación de ancho temporal.....	118
5.2. Primer ajuste de las curvas de calibración del "Track-Flat"	119
5.3. Comparación para un segundo criterio de ajuste a las curvas de calibración del "Track-Flat"	120
5.4. Tercer método de ajuste a las curvas de calibración para el "Track-Flat"	121

FIGURAS DEL CAPÍTULO 6 (sin figuras).

FIGURAS DEL APÉNDICE 1.	PÁG.
A1.1. Estructura de un Tubo Foto-Multiplicador.....	129
A1.2. Pulsos de salida de un PMT para diferentes intensidades lumínicas.....	131
A1.3. Distribución de Altura de Pulsos (PHD) típica de un PMT en el estado de “SPE”	133
A1.4. Variaciones del PHD para diferentes intensidades de luz y voltajes de polarización del PMT.....	134
A1.5. Representación de la zona de “Plateau” de los PMT’s.....	135
A1.6. Variación de la tasa de conteo de un PMT como función del voltaje de polarización.....	136
A1.7. Representación de la linealidad en la tasa de conteo de los PMTs para el número de fotones de incidencia.....	137
A1.8. Representación de la desviación de la tasa de conteo de los PMT’s.....	138
A1.9. Eficiencia Cuántica (QE) para la transmitancia de diferentes materiales empleados en la construcción de fotocátodos.....	139
A1.10. Eficiencia Cuántica (QE) para la reflexión de diferentes materiales empleados en la construcción de fotocátodos.....	140
A1.11. Respuesta espectral de PMT’s para longitudes de onda menores a 350nm.....	141
A1.12. Representación de la eficiencia de colección como función del voltaje del primer dinodo.....	142
A1.13. Influencias térmicas para diferentes materiales de fotocátodo.....	144
A1.14. Relación existente entre “cuentas oscuras” y distancias de encasillado y bulbo de los PMT’s.....	145
A1.15. Influencia del campo magnético en los PMT’s.....	147
A1.16. representación del efecto del almacenamiento en oscuridad para la reducción de ruido.....	148

A1.17. Representación de la uniformidad relativa de detección en el fotocátodo para PMT's de tipo "Head-on" y "side-on"	149
---	-----

FIGURAS DEL APÉNDICE 2.

PÁG.

A2.1. Representación de una señal por vía del osciloscopio para diferentes Anchos de Banda.....	151
A2.2. Representación del tiempo de subida de una señal.....	152
A2.3. Representación de un Filtro "FIR"	156
A2.4. Resultados de la simulación de filtros para osciloscopios de anchos de banda de 2GHz y 300MHz.....	160

ÍNDICE DE TABLAS.

TABLAS DEL CAPÍTULO 1

PÁG.

1.1. Comparación de JEM-EUSO con los Observatorios terrestres.....	5
1.2.2.1. Perfil de discriminación de eventos para el JEM-EUSO.....	18

TABLAS DEL CAPÍTULO 2.

PÁG.

2.3.1.1. Cuentas detectadas para comprobación de la ley del cuadrado
inverso en el primer pixel.....48

2.3.1.2. Cuentas detectadas para la comprobación de la ley del cuadrado inverso en un segundo
pixel.....49

2.3.1.3. Cuentas detectadas para la comprobación de la ley del cuadrado inverso en un tercer
pixel.....50

2.3.2.1. Características del Osciloscopio MSO-3032 de Tektronix empleado en la adquisición de
datos para la obtención del valor de carga del evento “Single Photoelectron (SPE)”55

2.3.2.2. Valores de carga eléctrica en obtenidos en la caracterización del evento SPE del MAPMT
H7546B empleado.....63

TABLAS DEL CAPÍTULO 3 (sin tablas).

TABLAS DEL CAPÍTULO 4

PÁG.

4.1.1. Relación entre materiales empleados en la fabricación de LEDs y el color de su
emisión.....99

4.2.1. Características de comparación entre los LED's candidatos.....103

TABLAS DEL APÉNDICE 2

PÁG.

A2.1 Errores porcentuales obtenidos en LabVIEW y Matlab para la simulación de filtrajes a 2 GHz y
300 MHz respectivamente.....159

PREFACIO

JEM-EUSO (Extreme Universe Space Observatory onboard Japanese Experiment Module) es un instrumento de observación que ha sido pensado para identificar el origen astronómico de las partículas de la más alta energía. Gracias a su observación de luz ultravioleta (de 330 a 400 nm de longitud de onda) desde la Estación Espacial Internacional (ISS) sobre la atmósfera y superficie terrestres, JEM-EUSO podrá detectar 1000 partículas con más de 7×10^{19} eV en tres años de misión (superando ampliamente a los observatorios terrestres). La energía y dirección de las partículas será precisamente medida para clarificar el origen de ellas.

El detector de JEM-EUSO estará conformado por un arreglo de aproximadamente 6000 tubos fotomultiplicadores multi-ánodo (MAPMTs), seccionados estratégicamente en aproximadamente 137 módulos, los cuales contendrán espacialmente la información suficiente para adquirir la proyección de un evento de interés en su arribo a las superficies atmosférica y terrestre. Dado lo anterior, se han establecido diferentes etapas de calibración para la totalidad de la superficie de detección del JEM-EUSO, destacando las de tipo pre-vuelo, calibración a bordo, y calibración en vuelo con instrumental controlado desde tierra.

La Universidad Nacional Autónoma de México participa actualmente en la misión espacial de colaboración internacional JEM-EUSO. Una de sus tareas a desarrollar dentro de la misión consiste en el diseño e implementación de un instrumento capaz de reproducir los perfiles de luz ultravioleta (UV) debidos a eventos producidos por diferentes partículas (protones, fotones o neutrinos) para diferentes energías y condiciones de incidencia en la atmósfera terrestre. Es entonces que, a partir del instrumento denominado “Track-Sim” (simulador de trazas) se verificará que fenómenos potencialmente interesantes desde el punto de vista físico no sean discriminados por los algoritmos de disparo, los cuales, debido al limitado ancho de banda disponible, deben reducir la tasa de disparo en un factor aproximado de 10^6 .

Dadas las dimensiones y cantidad de elementos finales que compondrán al “Track-sim” (aproximadamente 2300 canales ópticos), es necesario generar la implementación de un prototipo del simulador de trazas final, el cual, se concentrará básicamente en el *proceder técnico y funcional*

a detalle. De esta forma es como surge el denominado “Track-Flat”, el cual representa una herramienta de exploración para el desarrollo de las diversas tareas a las que se verá sometido el diseño y la construcción del simulador de trazas lumínicas final, con lo cual, buscamos tomar en cuenta los pormenores respecto de la técnica y funcionalidad a manera de establecer una metodología del desarrollo de éste.

Finalmente, el presente trabajo de tesis está dedicado al establecimiento de un subsistema opto-electrónico que defina a una fuente adecuada para las necesidades del simulador de trazas final (perfiles temporales y de intensidad) así como al desarrollo de una estructura de canalización lumínica que permita que los perfiles generados sean emitidos sobre los pixeles de interés; culminando así, en el establecimiento de un modelo de control. Inicialmente el desarrollo de este trabajo será comprobado para 8 canales de un MAPMT de características generales similares a los que compondrán al simulador de trazas final.

1. INTRODUCCIÓN.

1.1.MOTIVACIÓN CIENTÍFICA.

Cientos de partículas cargadas llegan a la tierra por cada metro cuadrado en cada segundo. Éstas son denominadas rayos cósmicos. El flujo de los rayos cósmicos decrece conforme se incrementa la energía de la partícula en cuestión. Existe la teoría de que rayos cósmicos que arriban con más de 4×10^{19} eV son altamente suprimidos debido a colisiones con microondas existentes a lo largo del universo.

Después de que en 1963 se descubriera un evento de 10^{20} eV *¹ por Linsley, una docena de ellos fueron observados en la década de los 90's por el complejo Japonés AKENO-GIANT-AIR-SHOWER-ARRAY (AGASA por sus siglas en inglés) de la universidad de Tokyo y por el complejo Fly'e Eye/Hi-Res de la universidad de Utah. El origen de estas partículas de la más alta energía es desconocido y fascinante; atractivo de considerables intereses científicos.

La supresión de las partículas de la más alta energía fue teóricamente predicha por Greisen, Zatsepin y Kuz'min (corte GZK) basados en el hecho de que el universo está repleto de rayos cósmicos en microondas (CMB, cosmic microwave background), producto prominente en remanencia del "Big-Bang". Así, las partículas de muy alta energía colisionan con el CMB, perdiendo energía dentro de una distancia de 150 millones de años luz (o su equivalente a 50 Mega Parsec) en su tránsito, hasta que su energía se reduce a 4×10^{19} eV. El hecho de que energías tan significativamente por encima del corte GZK hayan sido observadas, ha puesto en juicio el entendimiento de la física y la astrofísica. Podría haber fuentes significativas de partículas de muy alta energía en un vecindario cercano a nuestra galaxia u objetos desconocidos. Entonces las observaciones realizadas hasta la fecha podrían o no, ser correctas y los cuestionamientos en cuanto a la alta energía del universo esperarían por exploraciones más decisivas. [1].

*1. La primera observación de un rayo cósmico de alta energía fue hecha por John Linsley en Nuevo México en 1963.

JEM-EUSO (Extreme Universe Space Observatory onboard Japanese Experiment Module) es un instrumento de observación que ha sido pensado para resolver decisivamente la supresión del corte GZK para identificar el origen astronómico de las partículas de la más alta energía. JEM-EUSO podrá detectar 1000 partículas con más de 7×10^{19} eV en tres años de misión. La energía y dirección de las partículas será precisamente medida para clarificar el origen de ellas.

El módulo japonés JEM (Japan Experiment Module) que está ubicado en la Estación Espacial Internacional (ISS, por sus siglas en inglés) será el encargado de albergar al JEM-EUSO.

Mientras los observatorios astronómicos ordinarios levantan su vista al universo desde la tierra, JEM-EUSO observará el universo a través de una visión dirigida hacia la tierra; esto debido a que la atmósfera terrestre funciona como un “gran detector” en la búsqueda del origen de partículas provenientes del universo; por tal, JEM-EUSO forma parte del grupo de observatorios denominado telescopios astronómicos de “observación terrestre”.

Principio de observación.

En la misión JEM-EUSO, la observación de *EECRs* (*del Inglés, Extra Energetic Cosmic Rays*) está basada en la medición de fluorescencia y fotones de Cherenkov producidos en los eventos *EAS* (*Extensive Air Shower*; coloquialmente traducido como “chubasco”). Un *EECR* colisiona con los núcleos atmosféricos produciendo partículas secundarias que, a su vez colisionarán con los átomos existentes en el aire, provocando la propagación de partículas en un efecto de cascada. El número de estas partículas secundarias existentes en un *EAS* está relacionado directamente con la energía del Rayo Cósmico primario (primary *EECR*). Por mencionar un ejemplo, tantas como 10^{11} partículas de un *EAS* pueden provenir de un Rayo Cósmico de Extrema Energía con un orden de 10^{20} eV. Las partículas predominantes en los *EAS* son electrones que se desplazan a través de la atmósfera (complementados por positrones y fotones) los cuales, excitan los niveles energéticos de los átomos y moléculas atmosféricos; en particular, del nitrógeno. En un tiempo de relajación muy corto, los electrones de ese nivel energético regresan a su estado natural, emitiendo luz fluorescente muy

característica, la cual se dispersa en una banda ultravioleta (UV) para longitudes de onda que van de 330 nm a 400 nm. La luz emitida es isotrópica y su intensidad es proporcional a la energía depositada en la atmósfera. Un EECR en conjunto con su EAS forma una especie de “veta” de fluorescencia a lo largo de su tránsito en la atmósfera. Así mismo, una gran cantidad de partículas secundarias alcanzan velocidades más altas que la velocidad de la luz en la atmósfera, emitiendo fotones de Cherenkov, los cuales son altamente canalizados dentro de un cono de 1.3° a lo largo de su trayectoria, pudiendo ser dispersados por el contenido de aerosoles en la atmósfera. Una parte de esos fotones serán isotrópicamente difundidos al tocar a la superficie terrestre, marina, o a alguna nube. Al mirar hacia la atmósfera oscura terrestre, el telescopio JEM-EUSO detectará la luz fluorescente como se muestra en la figura 1.1.1.

Un EAS presenta la apariencia de un pequeño disco luminoso, el cual, cuando es visualizado continuamente, presenta una trayectoria recta desplazándose a la velocidad de la luz. La luminiscencia del disco varía dependiendo la intensidad así como de la geometría entre dicho EAS y el JEM-EUSO. El evento resultante observado por el telescopio se presenta como una traza delgada. Cuando se toman imágenes del movimiento de la veta producida en unidades de unos cuantos microsegundos, es posible determinar la dirección de llegada del Rayo Cósmico primario. La integración de datos lumínicos así grabados, proporcionará información importante para determinar la energía de dicho Rayo Cósmico. A su vez, la forma de la cascada da un indicio a cerca de la naturaleza del Rayo Cósmico primario; por ejemplo, los “chubascos” desarrollados en la atmósfera profunda indicarán neutrinos primarios. [2].

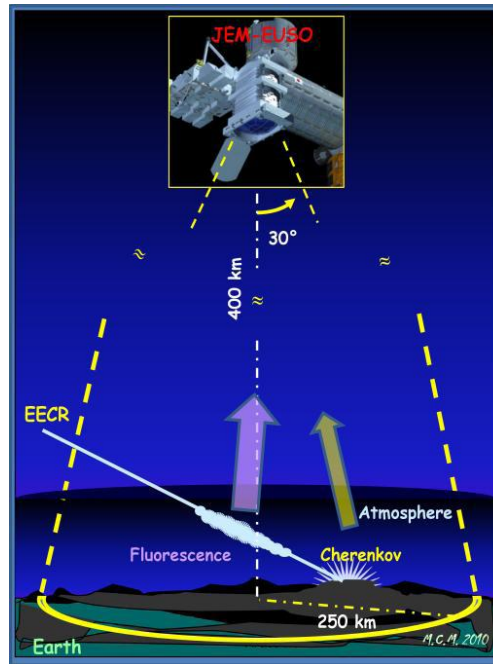


Figura 1.1.1. Representación gráfica del principio de observación del telescopio JEM-EUSO. El Telescopio detecta fluorescencia y luz Cherenkov producto del tránsito de eventos EAS a través de la atmósfera.

Debido a la baja cantidad de eventos de esta naturaleza manifestados en tierra, se necesita de áreas extremadamente amplias para poder observar tan raros eventos. La universidad de Tokio a través del Instituto de Investigación en Rayos Cósmicos ha construido el experimento “Telescope Array” con un área de 760 km^2 , en Utah, USA, como un sucesor del AGASA. Sin embargo, el complejo más grande actualmente existente con un área de $3,500 \text{ km}^2$, comenzó en el año 2005 en Argentina; es el observatorio Pierre Auger (PAO). A pesar de ello, todas las observaciones basadas en tierra, sin importar su extensión están limitadas a observar el cielo del norte o del sur, pero no ambos. JEM-EUSO prevé un gran salto en cuanto a áreas de observación se refiere (de $100,000$ hasta $500,000 \text{ km}^2$), más de 1000 veces el área posible por AGASA. Esto es posible entre otras cosas, gracias a las características de la órbita de JEM-EUSO, a su amplio campo de visión y a la logística de la ISS durante su vuelo [1].

	AGASA	HiRes	Auger	Telescope Array	JEM-EUSO
ORGANIZACIÓN	Universidad de Tokyo	Universidad de Utah	Consortio Internacional	Universidades de Tokyo y Utah	Consortio Internacional
UBICACIÓN	Jamanashi, Japón	Utah, USA	Argentina	Utah, USA	Estación Espacial Internacional (ISS).
TIPO DE DETECTORES	Arreglo en tierra	Telescopio de Fluorescencia Terrestre	Arreglo en tierra + Telescopio de Fluorescencia Terrestre	Arreglo en tierra + Telescopio de Fluorescencia Terrestre	Telescopio de Fluorescencia Espacial
PERIODO DE OPERACIÓN	1990-2004	1997-2006	2005-	2007-	Lanzamiento en 2016
APERTURA EFECTIVA (km².sr)	150	500	~ 7,000	760	125,000
EVENTOS DE ALTA ENERGÍA ENTREGADOS/ESPERADOS	1	Observado menor que 1	50(esperados) 3(observados)	10 (esperados)	350-1700 (esperados)

Tabla 1.1. Comparación de JEM-EUSO con los Observatorios terrestres más grandes existentes.



Figura 1.1.2. Ilustración del telescopio JEM-EUSO anclado al Modulo de Experimentación Japonés (JEM) de la Estación Espacial Internacional (ISS), en modo de observación nadir (izquierda) y modo de observación de inclinación (derecha).

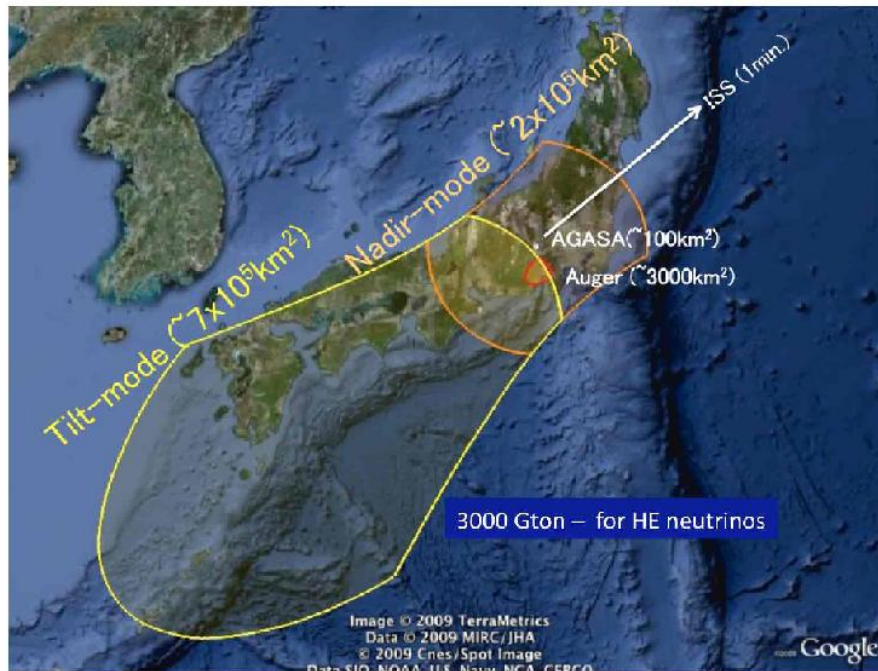


Figura 1.1.3. Escala de observación comparativa del JEM-EUSO para sus dos modos de operación: inclinado (tilt mode) y "nadir".

En sus inicios de diseño, el observatorio fue seleccionado originalmente por la Agencia Espacial Europea (ESA) como una misión que estaría anclada al módulo europeo "Columbus" de la ISS. Así la denominada fase "A" de estudios respectivos fue concluida exitosamente en Julio del 2004. Sin embargo, por causas de problemas financieros en la "ESA" y países europeos, el inicio de la fase B fue pospuesto por un tiempo. Fue entonces que los grupos Japonés y Americano re-definieron al entonces nombrado EUSO como una nueva misión que estará anclada al JEM. Resulta pues importante mencionar que, respecto del diseño original, JEM-EUSO reducirá el nivel de discriminación de eventos por debajo de 10^{19} eV e incrementará el área efectiva de observación gracias a varios factores, dentro de los cuales destacan: nuevos materiales aplicados al desarrollo de lentes, desarrollo de detectores con mayor eficiencia cuántica, mejoras en el diseño de algoritmos de disparo para la detección de eventos de alta energía y gracias a la variante del modo de observación denominado modo de "inclinación" (tilt mode). [3].

1.2 JEM-EUSO, EL SIMULADOR DE TRAZAS DE ULTRA VIOLETA “TRACK-SIM” Y EL PROTOTIPO “TRACK-FLAT”.

JEM-EUSO será un observatorio que completará una órbita alrededor de la tierra a cada 90 minutos aproximadamente, como se mencionó anteriormente, a bordo de la ISS, con una altitud que variará entre 300 y 400 kms. Dotado de lentes de Fresnel y con un campo de visión correspondiente a $\pm 30^\circ$ (Field of View por sus siglas en inglés), el telescopio registrará las trazas lumínicas provenientes de los eventos EAS con una resolución temporal de $2.5\mu s$ y una resolución espacial de alrededor de 750 metros. Un método de segmentación de imágenes permitirá determinar la energía y dirección de las partículas primarias. El detector del telescopio será un arreglo de Tubos Foto-Multiplicadores Multi-anodo (MAPMT, por sus siglas en inglés), cuyo número de pixeles resultante será del orden de 300,000 unidades.

1.2.1. REQUERIMIENTOS Y GENERALIDADES TÉCNICAS DEL JEM-EUSO.

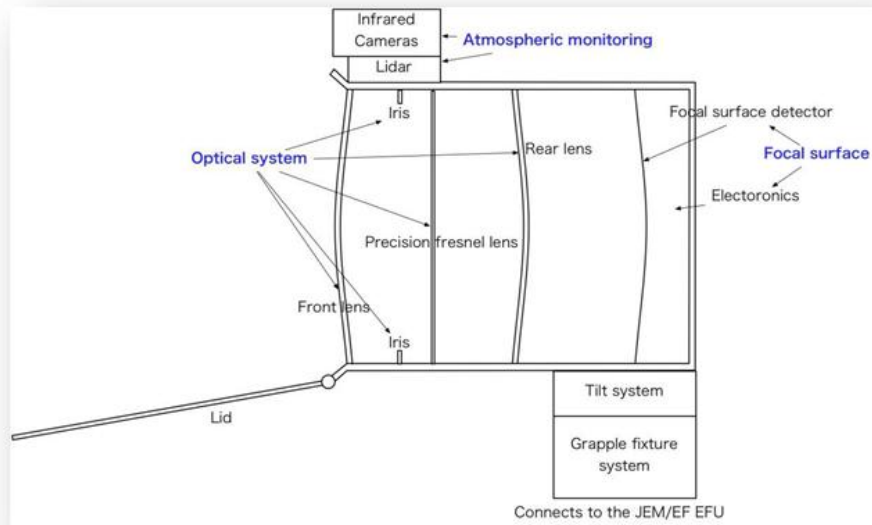


Figura 1.2.1.1. Diseño conceptual del modelo óptico general del JEM-EUSO.

La figura 1.2.1.1 muestra el diseño conceptual del modelo óptico del JEM-EUSO.

Dentro de las características y requerimientos más importantes del modelo óptico del Telescopio JEM-EUSO se establecen los siguientes:

Requerimientos del modelo óptico.

- 1era Lente. Consiste en un doblete curvado de lente de Fresnel. Es la lente que encara el espacio exterior.
- “Stop” (iris). Necesario para definir el diámetro de la pupila de entrada del instrumento.
- 2da Lente. Consiste en una composición de Lente de difracción + Lente de Fresnel. Sirve para corregir la aberración cromática.
- 3era Lente. Doblete curvado de lente de Fresnel. Es la encargada de enfocar sobre la superficie focal.
- Filtro. Para selección de las longitudes de onda de interés.
- Marco para las lentes.
- Sistema de ajuste óptico.
- superficie focal. Compuesta por aproximadamente 6000 Tubos Foto-Multiplicadores Multi-Ánodo, es la encargada de convertir las señales de fotones de arribo en pulsos eléctricos.
- Monitorización Atmosférica. Sistema conformado por una cámara infra-roja y un subsistema LIDAR (“Light Detection and Ranging”) basado en láser ultravioleta (355nm de longitud de onda). Este sistema determinará el tiempo de observación efectiva así como la confiabilidad en la toma de eventos en la vecindad del nivel de discriminación energética.

De la misma forma, los requerimientos de desempeño y técnicos generales del JEM-EUSO se pueden enunciar como sigue:

Requerimientos de desempeño.

- Un sistema óptico capaz de detectar fluorescencia y luz Cherenkov provenientes de los eventos EAS.
- Óptica capaz de determinar el punto de emisión con una resolución espacial de 0.1° .
- Óptica capaz de detectar fotones de entre 330 y 400 nm de longitud de onda con una eficiencia tan alta como sea posible.
- Tener un tamaño de “spot” lumínico que satisfaga la resolución espacial de 0.1° o menos.
- Esperanza de vida útil para la óptica de 5 años o más para el ambiente espacial de la ISS.
- La óptica del sistema total tendrá que ser certificada para términos espaciales.
- El sistema óptico debe de estar totalmente incluido en el encapsulado de JEM-EUSO.

Requerimientos de Temperatura.

La temperatura del sistema óptico dependerá básicamente del ambiente que le rodee. La órbita alrededor de la Tierra se completará en aproximadamente 90 minutos; entonces, el calor generado por la electrónica designada a la superficie focal influenciará drásticamente las condiciones térmicas de las lentes conforme ésta sea energizada para realizar observaciones en el lado nocturno de visión, o bien, sea desenergizada para el correspondiente lado diurno de visión en cada órbita. Por esta razón, cada lente tendrá un ciclo térmico sincronizado a la órbita y estado de la superficie focal. El análisis térmico del diseño óptico indica que las fluctuaciones de temperatura debidas tan solo a la órbita de cada lente deben de ser de 5°C o menos. [4].

Material para las Lentes.

Se tienen dos candidatos para el material de lentes: material PMMA-000 (un producto de Mitsubishi Rayon Company, LTD) y material CYTOP (producto de Asahi Glass Company, LTD). Aunque contrario al caso de CYTOP, el PMMA ha sido utilizado para aplicaciones espaciales en varias ocasiones, se ha declarado al primero como una opción avanzada, debido a que CYTOP presenta un desempeño óptico mejorado en cuanto a: transparencia (95% de transmitancia entre el ultravioleta y

el Infrarrojo cercano), cambio menor de índice de refracción en la región de UV cercano (lo que mejora las condiciones para aberración cromática) y finalmente en cuanto a resistencia para ambientes espaciales se refiere (bombardeo de oxígeno atómico y dosis de radiación). [5], [6].

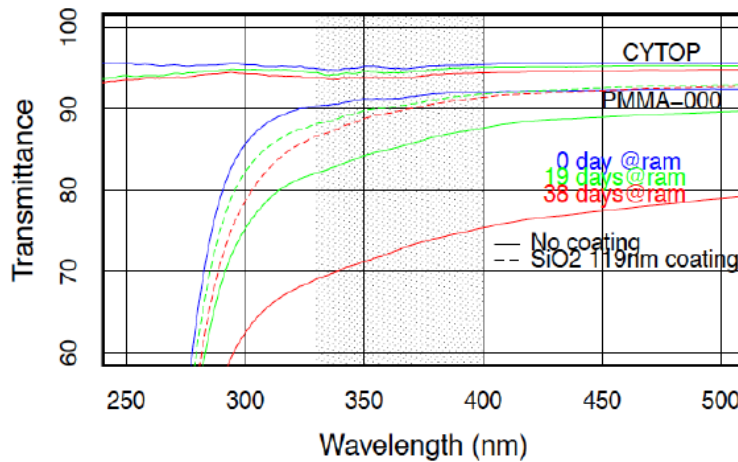


Figura 1.2.1.2. [5]. Respuesta de la transmittancia para los materiales CYTOP y PMMA-000 bajo un ambiente de oxígeno atómico y lluvia de protones.

Sistema de Monitorización Atmosférica.

El objetivo de incorporar un sistema de Monitorización Atmosférica (MA) es el de observar y registrar las condiciones de la atmósfera presente en el campo de visión del telescopio.

La intensidad de la luz fluorescente y Cherenkov debida a los eventos EAS, así como su proceso de transmisión, dependen de factores como son la transparencia de la atmósfera, la cobertura debida a las nubes y de la altura del límite superior de ellas. Para eventos por encima de 10^{20} eV, la existencia de nubes puede ser directamente determinada del análisis de datos obtenidos por el telescopio. Sin embargo, la monitorización detallada de la cobertura debida a nubes proporcionada por un sistema de MA independiente, resulta de gran importancia para estimar el tiempo de observación efectiva con alta precisión así como el nivel de confianza en eventos cuya energía se encuentre a penas por encima del nivel de discriminación energética del instrumento.

El sistema MA del JEM-EUSO consistirá de: 1) una cámara infrarroja, 2) un LIDAR (del inglés “Light Detection and Ranging”) y 3) análisis de datos lentos tomados por el telescopio JEM-EUSO,

como se muestra en la figura 1.2.1.3. En particular, la altura del límite superior de las nubes y la cobertura de éstas son obtenidas de la cámara infrarroja y por datos del LIDAR, los cuales son usados en la estimación del volumen observacional efectivo y en la reconstrucción de los eventos.

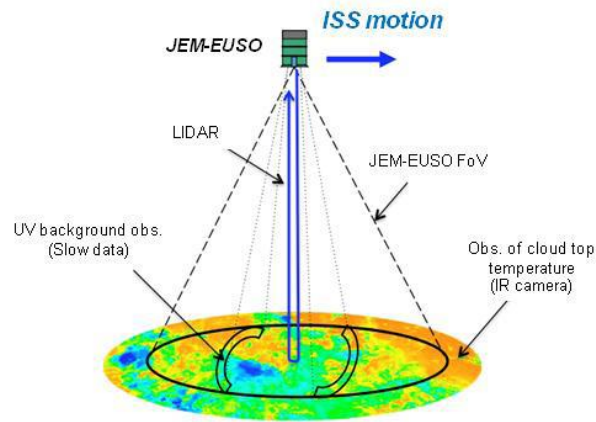


Figura 1.2.1.3. [7]. Sistema MA conceptual.

Cámara infrarroja.

La cámara infrarroja, es un sistema que estará dedicado a la toma de imágenes para observar la presencia de nubes y determinar su límite superior de altitud durante el periodo de observación del telescopio. Dado que sus mediciones deben ser realizadas en la noche, la medición de altitud del límite superior de las nubes debe de ser basada en la emisión infrarroja de éstas. La radiación observada será básicamente relacionada a la temperatura del objetivo, entonces, se podrá estimar la altura de las nubes dado que su temperatura decrece en 0.6 K por cada 100 metros en la Tropósfera. [7], [8].

1.2.2. SUPERFICIE FOCAL DEL JEM-EUSO Y CALIBRACION DEL DETECTOR.

La superficie focal (FS) de JEM-EUSO conceptualmente está definida en dos partes; 1) El detector de la superficie focal y 2) Electrónica de Lectura.

El detector de la superficie focal es una porción esférica con radio de 2505 mm y que se encuentra insertada en una sección plana de 2650 mm x 1900 mm. Dicha superficie se halla cubierta con aproximadamente 6000 Tubos Fotomultiplicadores Multi-Ánodo, (MAPMTs Hamamatsu R11265-M64) y a su vez, está reordenada en Módulos Foto-Detectores (PDMs), cada uno de los cuales se conforma de 9 Celdas Elementales (ECs) dispuestas en matrices de 3x3 MAPMTs. Cerca de 1,233 ECs que corresponden a 137 PDMs conforman el arreglo total de toda la superficie focal. (Figura 1.2.2.1).

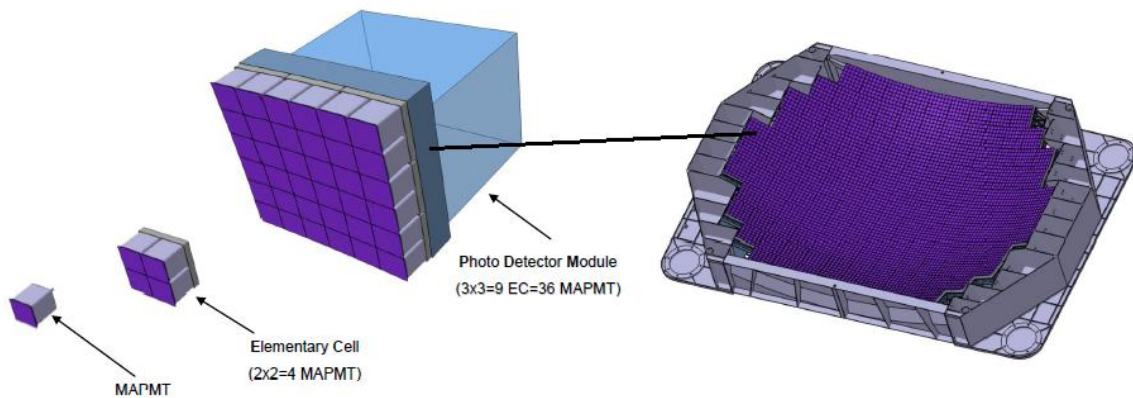


Figura 1.2.2.1. Estructura de la superficie focal de detección.

Requerimientos de desempeño de la FS.

- La superficie focal, (FS), debe ser capaz de detectar EAS a través de la observación de luz fluorescente y de Cherenkov a lo largo del desarrollo de dicho evento.
- FS debe ser capaz de determinar la posición de llegada de los fotones como una función del tiempo y así seguir el desarrollo espacio-tiempo del evento EAS.

- FS debe tener sensibilidad para detectar fotones aislados en el rango de 330 a 400 nm de longitud de onda para identificar EAS de tan baja intensidad como sea posible.
- FS debe tener repuesta rápida (por debajo de 0.1 μ s) para seguir el desarrollo espacio-tiempo del evento EAS respectivo.
- El tamaño de pixel no debe de ser mayor a $\Delta\alpha=0.1^\circ$.
- El efecto “cross-talk” entre pixeles vecinos debe ser, en principio, menor del 10%.
- La tasa de ruido debe de ser menor en dos órdenes al ruido de fondo del resplandor nocturno.
- La eficiencia de detección debe ser uniforme. En promedio se debe tener una eficiencia de detección en el detector completo de mayor o igual al 12%.
- FS debe presentar baja sensibilidad a campos magnéticos del orden de 1 Gauss aproximadamente.
- FS debe de ser altamente confiable y estable por lo menos durante un periodo de 5 años.
- FS debe de sr compatible con los requerimientos impuestos para una Misión Espacial.
- FS debe ser diseñada de modo que la temperatura no exceda 50°C en ninguna ocasión; esto a fin de proteger el fotocátodo de material “ultra-bialkali”.
- FS debe ser diseñada de forma que la temperatura no descienda a menos de -30°C para operar seguramente.

El Foto-Detector. (MAPMT Hamamatsu R11265-M64).

Como se mencionó previamente, el detector de la superficie focal (FS), debe tener capacidad de detectar fotones aislados en la región de ultravioleta cercana a fin de evitar errores sistemáticos como los que pudieran surgir por variaciones en la ganancia del detector. Por este motivo, MAPMTs con ventana de aceptación en UV son empleados como unidades detectoras de FS.

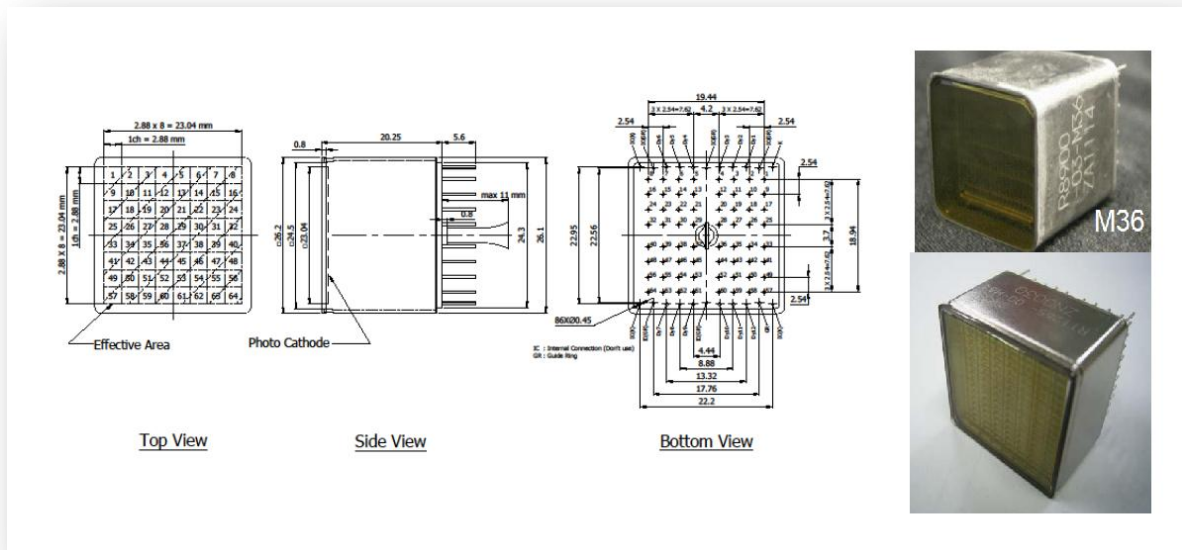


Figura 1.2.2.2. Descripción Gráfica del MAPMT Hamamatsu R11265-M64 designado actualmente para JEM-EUSO.

El Tubo Foto-Multiplicador Multi-Ánodo (MAPMT) que en la actualidad ha sido designado para JEM-EUSO, fue desarrollado por *RIKEN* en colaboración con *Hamamatsu Photonics K.K.* Como principal característica se encuentra la de tener un Foto-Cátodo a base de ultra-bialkali, el cuál transforma fotones en electrones y los amplifica a través de un conjunto de dinodos de canal metálico. La señal amplificada es tomada de cada ánodo del MAPMT, los cuales están distribuidos en un arreglo matricial de 8x8. Al comparar al MAPMT R11265-M64 con su antecesor en la misión, el MAPMT serie R7600 de Hamamatsu, el primero presenta 1.75 veces más de eficiencia cuántica y 1.9 veces más de incremento en su área sensible, entregando un factor de eficiencia total de detección de 3 veces por encima del MAPMT de la serie R7600.

Las principales características del MAPMT R11265-M64 son las siguientes:

- El tamaño del lado de cada pixel es de 2.88mm que, arreglados para un conjunto de 8x8, entregan una máxima área sensible de 23.04mm x 23.04m.
- Las dimensiones físicas totales del MAPMT corresponden a un área de 26.2 mm x 26.2 mm y una profundidad de 20.25mm.
- La masa del MAPMT es de 27.3g.
- El tubo está equipado por material ultra-bialkali en su foto-cátodo; además, posee un cristal de transmisión UV de 0.8 mm de espesor en su ventana detectora, asegurando una eficiencia de más de 35% (máxima 40%) para longitudes de onda que van de 330 nm a 400 nm.
- La eficiencia de detección de fotones del MAPMT tiene la siguiente dependencia de temperatura: $d\varepsilon/dT = -0.37\%$ por °C.
- El dispositivo cuenta con 12 etapas de un dinodo cada una de ellas. Cada dinodo presenta un canal metálico de apertura. Este conjunto entrega una ganancia media de 10^6 para 0.9 kV asignados a su divisor de voltaje.
- El “rise-time” del pulso en el ánodo es de alrededor de 1.5 ns y 0.3 ns de transición.
- “cross-talk” del orden del 1%.
- La capacitancia del MAPMT es de alrededor de 2.8 pF.
- Después de 30 minutos de almacenamiento en oscuridad presenta un valor de “dark-current” total de 1 nA por ánodo.

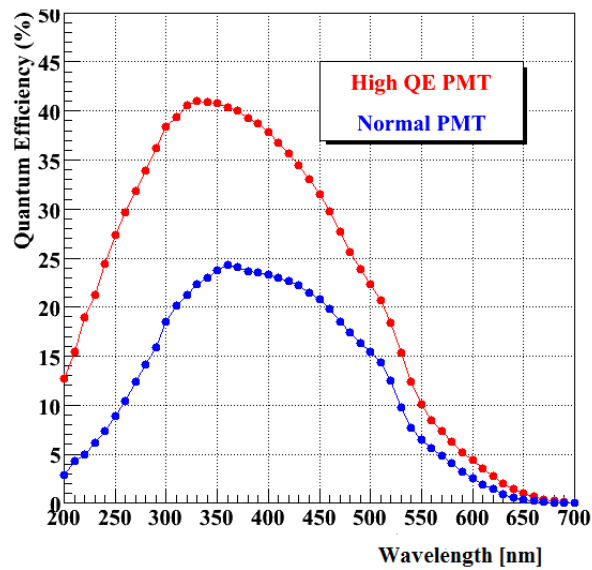


Figura 1.2.2.3. [9]. Eficiencia cuántica del fotocátodo. Comparación entre foto-cátodos de ultra-bialkali (PMTs de alta eficiencia cuántica) y bialkali normal.

- Temperatura óptima de operación: $-10^{\circ}\text{C} < T < +30^{\circ}\text{C}$.
- Límites inoperables de temperatura: $-30^{\circ}\text{C} < T < +50^{\circ}\text{C}$.
- Aceleración máxima: 18 Grms [su punto de ruptura es de alrededor de 20 Grms]
- Efectos magnéticos: variación de 0.1 en ganancia relativa para variaciones de 2 Gauss.
- Decremento de su ganancia al 78% para 5 años de operación.
- Decremento de confiabilidad al 98.5% para 5 años de operación. [9].

Algoritmos de Disparo de Eventos en la superficie focal.

La filosofía del modo en que se preestablecen los disparos de eventos a ser detectados por el telescopio representa el núcleo conceptual del instrumento. El objetivo del sistema de disparo es detectar la ocurrencia de señales que poseen valor científico para los fines de la misión, dentro de la gran variedad que JEM-EUSO puede detectar del ruido de fondo.

Dado que el número total de pixeles en el arreglo del detector es muy grande (aproximadamente 3×10^5), ha sido necesario desarrollar un esquema de disparo de eventos multi-nivel (multi-level trigger). Este sistema de disparos está basado en la partición de la superficie focal en sub-secciones; básicamente a nivel PDM. Los módulos PDM son lo suficientemente amplios para contener una parte considerable de las trazas provenientes de los eventos EAS bajo estudio. Estos módulos tendrán una forma adecuada para tal fin y podrán ser identificados a partir de un par de coordenadas (XPDM,YPDM); así mismo, los pixeles dentro de los módulos PDM serán nombrados como un par (X,Y).

La filosofía de disparo de eventos consta de dos niveles principales, los cuales a su vez poseen subniveles de disparo. Los dos niveles principales de disparo trabajan con las propiedades estadísticas del flujo de fotones de llegada, esto basándose en su posición y correlación temporal.

La tabla 1.2.2.1 muestra una idea sintetizada de la tasa de eventos esperada en cada nivel de disparo y es el resultado de simulaciones computacionales por parte de diversos grupos de trabajo de la colaboración. Los dos últimos renglones hacen referencia de la tasa de eventos de rayos cósmicos esperada, la cual puede fluctuar en un orden de magnitud dependiendo del nivel de discriminación efectivo del detector; dicho nivel en la actualidad se encuentra en etapa de desarrollo.

NIVEL DE DISPARO		TASA DE SEÑALES/DISPARO EN NIVEL DE PDM	TASA DE SEÑALES/DISPARO EN NIVEL DE SUPERFICIE FOCAL
1er NIVEL DE DISPARO (NIVEL PDM).	Disparo por fotón	$\sim 9.2 \times 10^8$ Hz	$\sim 1.4 \times 10^{11}$ Hz
	Disparo por conteo	$\sim 7.1 \times 10^5$ Hz	$\sim 1.1 \times 10^8$ Hz
	Disparo por persistencia	~ 7 Hz	$\sim 10^3$ Hz
2o NIVEL DE DISPARO (NIVEL CONJUNTO DE PDMs)		$\sim 6.7 \times 10^{-4}$ Hz	~ 0.1 Hz
TASA ESPERADA DE EVENTOS DE RAYOS CÓSMICOS		$\sim 6.7 \times 10^{-6}$ Hz	$\sim 10^{-3}$ Hz

Tabla 1.2.2.1. [10]. Perfil de discriminación de eventos bajo la filosofía de “Disparo” de JEM-EUSO.

El Primer Nivel de Disparo (First-level trigger) está dividido en tres subniveles (sub-level triggers).

- 1er Subnivel de disparo. Disparo de eventos a nivel de ánodo. Básicamente un discriminador electrónico analógico reconoce la llegada de un foto-electrón aislado (single-photoelectron) en cada ánodo. En este subnivel de disparo el ruido electrónico es reducido debido a que las características del pulso de ánodo son fácilmente discriminadas del nivel de ruido por un preamplificador electrónico.
- 2do Subnivel de disparo. Disparo digital a nivel de Pixel. Está basado en un contador sincronizado a una base temporal de compuerta (GTU) con valor de $2.5 \mu\text{s}$ y un comparador digital. Este Subnivel de disparo es empleado siempre que el número de foto-electrones aislados en cada ánodo en cuestión, exceda un valor digital preestablecido durante cada GTU. Así mismo, es en este Subnivel donde el ruido lumínico es fuertemente reducido debido a que para cada periodo de observación se re-establece el nivel de ruido de fondo del ambiente presente al Telescopio.
- 3er Subnivel de disparo. Disparo digital a nivel de Celda Elemental (EC). Está basado en un contador sincronizado a un reloj con base temporal GTU y un comparador digital. Cuando la actividad del segundo Subnivel de disparo persiste consecutivamente por varios GTUs dentro de una estructura PDM o parte de ella, se incrementa la suma del contador digital

dedicado a cada ánodo y agrupando en cuentas estructuradas pertenecientes a 2x2 píxeles o 3x3 píxeles, se compara el valor presente con un valor preestablecido; cuando se supera dicho nivel se activa el Segundo Nivel de Disparo; de otra manera, los contadores dedicados a cada salida de ánodo son restablecidos a cero.

El Segundo Nivel de Disparo está orientado a nivel de “Cluster” (Grupos de 8 módulos PDM por cada uno de ellos). Es en este nivel en donde se toma la decisión de almacenamiento de datos como evento EAS de interés. En este nivel, se recolectan los datos proporcionados por 18 “Clusters”; esto una vez que el análisis del resultado del Primer Nivel de Disparo indique que se trata de un patrón “modo de disparo” de la gama de posibles eventos a ser observados y que se encuentran en una base de datos particular. [10].

Calibración de la superficie focal.

La calibración del instrumento y validación de los algoritmos de disparo que separan la información física del ruido de fondo de radiación UV, son temas de la mayor importancia para asegurar la confiabilidad en la lectura de las energías absolutas de las partículas. Por ello, actualmente la colaboración tiene planeados diferentes tipos de calibración:

- Calibración Pre-vuelo
- Calibración a bordo
- Calibración en vuelo con instrumentos desde Tierra.

En principio es necesario completar una detallada caracterización y calibración absoluta bajo condiciones controladas en tierra, dado que los recursos durante el vuelo de la misión serán muy limitados. Además, las calibraciones “a bordo” y “en vuelo” serán relativas esencialmente, tal como la variación temporal de la ganancia del detector, o caracterización periódica de eficiencia y la transmitancia del sistema óptico, por ejemplo. La estructura básica de los algoritmos de disparo, por otra parte, es fijada en hardware y sólo algunos parámetros pueden cambiarse una vez en vuelo.

Respecto de la calibración Pre-vuelo (calibración en tierra), inicialmente será realizada a nivel de la unidad mínima del detector (MAPMT). La eficiencia de detección, homogeneidad, ganancia, etc. de cada MAPMT, se medirán absolutamente a partir de fuentes UV para un rango de longitudes de onda; sin embargo, el sistema de detección completo, incluyendo las lecturas de salida de la electrónica asociada, se calibrarán a partir de la simulación de perfiles de las trazas de las EAS, mediante un dispositivo denominado “Track-Sim” (Simulador de Trazas). [11].

1.2.3. EL “TRACK-SIM”.

La Universidad Nacional Autónoma de México participa actualmente en la misión espacial de colaboración internacional JEM-EUSO. Una de sus tareas a desarrollar dentro de la misión consiste en el diseño e implementación del dispositivo “Track-Sim”.

El “Track-Sim” será pues, el instrumento capaz de reproducir los perfiles UV sobre la superficie focal debidos a eventos EAS producidos por diferentes partículas (protones, fotones o neutrinos) para diferentes energías y condiciones de incidencia en la atmósfera terrestre. Con esto se verificará que fenómenos potencialmente interesantes desde el punto de vista físico no sean perdidos por los algoritmos de disparo, los cuales, debido al limitado ancho de banda disponible, deben reducir la tasa de disparo en un factor aproximado de 10^6 .

Requerimientos del Sistema “Track-Sim”.

El Sistema final debe ser un dispositivo compacto y robusto, listo para ser usado por un *consumidor final*, acompañado de su computador portátil, *software* de control e interfaz de usuario, así como una librería de trazas para proyección; manual de usuario y hoja de datos con información sobre la calibración del dispositivo. Al menos dos de estos sistemas finales deben ser construidos y entregados al Instituto RIKEN en Japón.

Adicionalmente, debe construirse un sistema adecuado de calibración y de validación de las señales generadas por el “Track-Sim”. Para esto se está diseñando un sistema de adquisición basado en una PMT de 64 pixeles y una electrónica de acondicionamiento multicanal apropiada, capaz de contar entre 1 y 300 fotones por microsegundo. Este intervalo dinámico se encuentra en una región de transición en que los fotones pueden, tanto producir pulsos temporalmente aislados a la salida de la PMT, como pulsos superpuestos. Por lo tanto, el sistema será capaz de contar fotones por discriminación y por integración de cargas simultáneamente. La adquisición digital final está basada en un sistema FPGA. La figura 1.2.3.1 muestra el concepto general del “Track-Sim” y su interacción con su propio sistema de calibración.

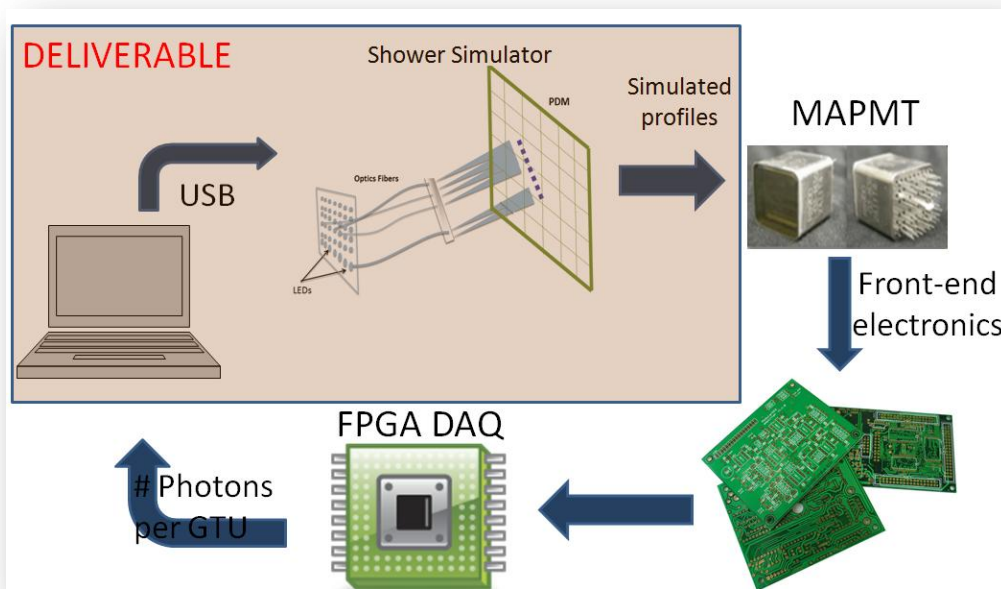


Figura 1.2.3.1. Diagrama conceptual del sistema “Track-Sim” (zona sombreada) y su interacción con su sistema de calibración.

Especificaciones Técnicas.

Las figuras 1.2.3.2 y 1.2.3.3 muestran la distribución temporal y espacial, respectivamente, del perfil de un evento EAS que debe ser reproducido espacial y temporalmente por el “Track-Sim” sobre la superficie focal de JEM-EUSO. La característica fundamental de la reproducción radica en

el flujo en fotones; por lo tanto, eficiencias cuánticas y de transmisión a través del sistema deben ser consideradas.

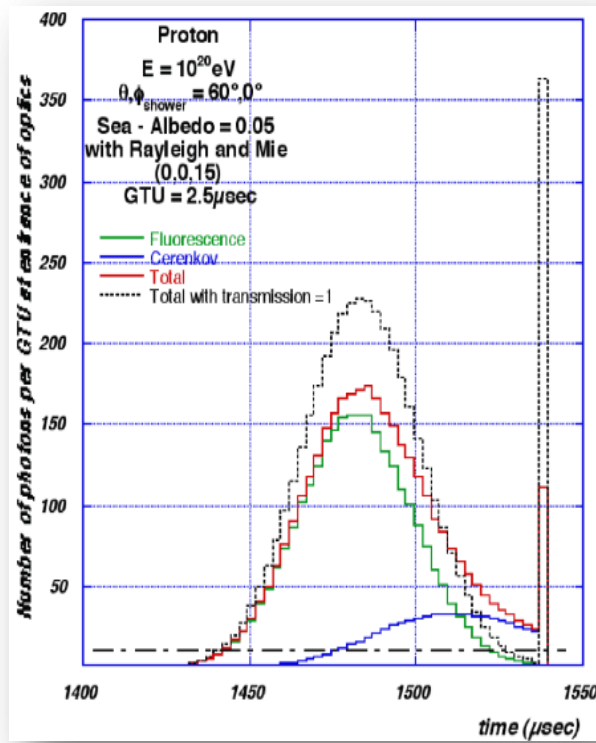


Figura 1.2.3.2. [11-a] Distribución temporal de un evento EAS típico sobre la superficie focal con la resolución temporal del instrumento, un GTU (2.5 μs).



Figura 1.2.3.3. [11-a]. Imágenes de trazas simuladas sobre la superficie focal, de eventos EAS producidos por partículas de 10^{20} eV. Las diferencias en longitud proyectada se deben fundamentalmente a diferentes ángulos cenitales de incidencia del rayo cósmico primario.

A partir de datos obtenidos por la colaboración mediante simulaciones para caracterizar los perfiles EAS en cuanto a las diferentes energías y geometrías posibles, se tienen las siguientes especificaciones:

Rango dinámico: 0 – 300 fotones por GTU (Gate Time Unit de 2.5 μ s).

Extensión espacial longitudinal: \sim 0 - 30 cm.

Extensión espacial transversal: \sim 2 – 4 mm.

Extensión temporal: < 100 GTUs.

Longitud de onda de la emisión: entre 300nm y 400nm.

El sistema deberá ser lo suficientemente versátil para reproducir trazas lumínicas correspondientes a diferentes partículas incidiendo con diferentes geometrías y energías; es decir, se debe poder

reproducir un perfil arbitrario en tiempo y espacio, con longitud de traza e intensidad variable dentro de los rangos establecidos. La luz debe ser emitida entre 300 nm y 400 nm idealmente, correspondiente al espectro de fluorescencia del Nitrógeno.

Dados los requisitos, las especificaciones técnicas mencionadas anteriormente, la versatilidad, la disponibilidad posible de elementos y necesariamente una implementación a bajo costo, un primer diseño del “Track-Sim” se orienta a la construcción de un sistema basado en LEDs (Light Emitting Diodes); esto debido a que representan una fuente lumínica con calidad de variación en intensidad bajo un esquema electrónico.

La idea original parte de utilizar una matriz de LEDs, la cual, en conjunto de una electrónica programable adecuada, constituirá la fuente de luz variable en intensidad y distribución espacial. Será necesario adicionar a este modelo un sistema óptico adecuado para la canalización y, si fuera el caso, focalización de los haces UV hacia los pixeles. Podría ser utilizado entonces un arreglo de fibras ópticas originadas en los elementos LED como se muestra conceptualmente en la figura 1.2.3.4

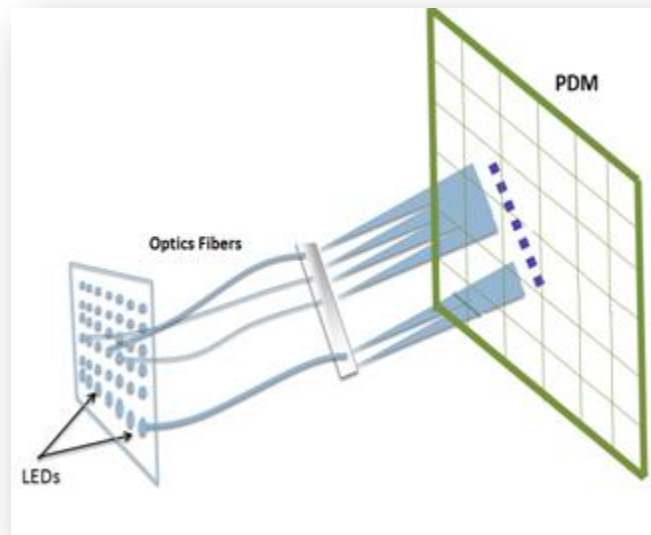


Figura 1.2.3.4. Representación conceptual del acoplamiento de la matriz de emisión del simulador de trazas y las fibras ópticas de canalización hacia los pixeles bajo prueba.

Como se mencionó previamente, dado que los módulos PDM son lo suficientemente extensos para contener gran parte de la información lumínica originada por un evento EAS, la implementación del “Track-Sim” será orientada a la caracterización de dichos módulos. Esto requeriría de un número final de 2304 LEDs emisores pensando en una relación de 1led/pixel (módulos de 36 MAPMTs por 48 pixeles cada uno de ellos) a ser controlados electrónicamente y acoplados ópticamente. Finalmente se prevé el uso parcial de algunos de ellos en una etapa previa a la de calibración de cada módulo PDM para lograr un alineamiento confiable con el módulo en cuestión.

1.2.4. METODOLOGÍA DE DISEÑO PARA EL “TRACK-SIM”. EL “TRACK-FLAT”.

1. Como primer requisito es importante asegurar la utilización de LEDs como fuentes de iluminación ultravioleta para los objetivos del “Track-Sim”. Lo anterior requiere del análisis de varios factores, destacando:
 - *Las características espectrales del dispositivo*; es decir, que presente emisión en el rango de longitudes de onda necesarios: 300nm a 400nm.
 - *Su respuesta temporal*. Esto es que, el LED debe de tener la capacidad de ser consistente en su emisión en el orden temporal de 1 GTU bajo el esquema del “Track-Sim” visto previamente; es decir, a cada 2.5 μ s se necesita tener un nuevo valor de intensidad lumínica dentro del rango especificado (0-300 fotones) en cada LED, el cual, simule el desplazamiento de la proyección del evento EAS en cuestión, sobre el módulo PDM de la superficie focal.
 - *Establecimiento del esquema opto-electrónico de modulación de intensidad y conducción de trazas*. Dados los resultados referentes a la respuesta temporal característica del LED, en este nivel será posible proponer un diseño preliminar electrónico orientado al control de la intensidad lumínica de dicho dispositivo, el cual debe de establecer las características en cuanto a tipo de la señal, niveles y duración de la misma para controlar al emisor. Así mismo se establecerá un modelo funcional

óptico asociado a la canalización y focalización de luz hacia los pixeles del módulo PDM.

Esta etapa de selección, caracterización y establecimiento del modelo opto-electrónico de modulación del LED requiere de la construcción de una cámara oscura y su propia caracterización.

2. Una vez establecidos sus correspondientes diseños, se llevará a cabo la implementación de la *electrónica programable y óptica asociada* que permitan la generación de los perfiles de trazas deseados, asegurando la satisfacción de los requisitos de número de fotones, distribución temporal y distribución espacial de los mismos.
3. El éxito de la implementación del punto anterior hará factible entonces el diseño e implementación de una interfaz de usuario que sea lo más amigable posible hacia el consumidor final.
4. La construcción del “Track-Sim” requiere en paralelo del diseño y síntesis de un sistema adicional para su propia caracterización. Este dispositivo a su vez es de considerable complejidad y debe reproducir la sensibilidad de la superficie focal de JEM-EUSO.

El sistema de caracterización del “Track-Sim” debe tener su propia electrónica de acondicionamiento de señal (Front End Electronics); así como un sistema similar en funcionalidad al de adquisición multicanal que el telescopio posee; requiriendo de su propia calibración absoluta en términos de número de foto-electrones por GTU.

Dicho sistema de caracterización consiste entonces en un elemento sensor (MAPMT), el cual deberá también ser previamente caracterizado, seguido de una electrónica de acondicionamiento que funcionará en el modo de conteo de pulsos, al igual que en el modo de integración de carga. Ambos métodos se implementarán en el circuito de acondicionamiento, cuya tarea radica en principio en la conversión de la carga entregada por el MAPMT, a pulsos con duración de ancho de pulso variable, proporcionándolos posteriormente a un dispositivo FPGA (Field Programmable Gate Array) que se encargará de contabilizar el número de foto-electrones recibidos en el MAPMT por unidad de tiempo (GTU), y poder así comprobar la funcionalidad del dispositivo “Track-Sim”.

El “Track-Flat” como objetivo de tesis.

Como podemos ver, la metodología de diseño y construcción del “Track-Sim” requiere de diversas tareas, las cuales deben desarrollarse de forma eficiente con el objetivo de lograr los requisitos técnicos para la calibración de la superficie focal del JEM-EUSO. Lo anterior ha inspirado a nuestro grupo de trabajo en la UNAM, a pensar primero en la implementación de un prototipo del “Track-Sim” que se concentre básicamente en el *proceder técnico y funcional* antes que pensar totalmente en la cantidad y dimensiones finales de los elementos que compondrán al simulador de trazas definitivo.

Aunado a la visión anterior, es necesario recordar que independiente al esquema de modulación opto-electrónico resultante de la etapa de experimentación, las eficiencias cuánticas del emisor y la de la canalización lumínica son parámetros intrínsecos de los cuales en su momento convendrá caracterizarlos más que modelarlos completamente.

Es a raíz de la conjunción de estas ideas como surge el concepto “Track-Flat”; el cual, tiene por objetivos, además de comprobar la funcionalidad del diseño “Track-Sim” para los primeros dos apartados de la metodología expuesta, el de introducir el concepto de una emisión plana (Flat). Este tipo de emisión se refiere a la generación de trazas de luz en donde, en principio, se busca generar un mismo nivel de intensidad de luz para el conjunto de dispositivos LED designados a este prototipo. La necesidad de comprobar entonces la funcionalidad de los emisores para el rango de fotones requerido se analizará y comprobará a partir de trazos planos que irán variando su nivel de intensidad dentro del rango requerido (0 a 300 fotones por GTU). Esta característica de “planicidad” en las trazas, simplificará la caracterización de los límites de error en la calibración debidos a factores inherentes a la electrónica de control y acoplamiento óptico designados.

En resumen, el “Track-Flat” representa una herramienta de exploración para el desarrollo de las diversas tareas a las que se verá sometido el diseño y la construcción del simulador de trazas lumínicas final, con lo cual, buscamos tomar en cuenta los detalles menores respecto de la técnica y funcionalidad para la metodología propuesta. Por lo anterior, el “Track-Flat” está encargado de:

1. Comprobación de las características espectrales de la fuente LED en su emisión.
2. Comprobación de la respuesta temporal de la fuente LED para los objetivos del simulador.
3. Establecimiento de un esquema electrónico de modulación de intensidad.
4. Implementación del modelo electrónico programable de control de intensidad.
5. Implementación del sistema óptico asociado para canalización/focalización de las trazas hacia el detector de pruebas.

Lo anterior bajo un esquema de “planicidad” en la emisión, el cual, permitirá caracterizar los errores debidos a las variaciones inherentes al modelo electrónico de control (“los semiconductores jamás son exactamente iguales aún siendo de la misma familia”) así como los efectos inherentes al acoplamiento óptico.

Finalmente es importante mencionar que el desarrollo de los puntos previos 1, 2, 3 y 5, son motivo del presente trabajo de tesis.

2. CARACTERIZACIÓN DE UN TUBO FOTOMULTIPLICADOR MULTI-ÁNODO (MAPMT) PARA EL DESARROLLO DEL TRACK-FLAT. CONSTRUCCIÓN DE UNA CÁMARA OSCURA.

2.1 NECESIDADES INICIALES.

Como se estableció en el capítulo previo, el objetivo del Track-Flat es el comprobar la funcionalidad de diversos elementos que, al integrarse en un sistema, satisfagan los requisitos técnicos, de diseño e implementación a los que se verá sometido el arreglo total del simulador “Track-Sim”.

Por otra parte, la primera tarea a ser desarrollada en el Track-Flat es comprobar al dispositivo LED como una fuente lumínica adecuada. Para ello es necesario *caracterizar su emisión espectral y su emisión temporal* bajo algún esquema electrónico de control parcial en su emisión. Entonces, considerando el tipo de instrumentos de los cuales se podría disponer en la UNAM para realizar dichos trabajos, así como el hecho de que el presupuesto económico para el desarrollo del prototipo es limitado, se identificaron las siguientes necesidades básicas.

1. Poseer los dispositivos LED candidatos a las pruebas.
2. Fabricar una Cámara Oscura donde realizar los experimentos.
3. Poseer un Sensor de luz UV capaz de caracterizar la emisión temporal de los LEDs candidatos.
4. Caracterizar el sensor de luz UV para establecer la métrica correspondiente orientada a la caracterización en la emisión temporal del LED y el establecimiento de un esquema opto-electrónico para la modulación de intensidad de las trazas y su canalización.

1) LEDs candidatos

Fue necesario hacer una revisión de mercado para la elección del dispositivo adecuado. Se consideraron como parámetros de búsqueda principalmente a los siguientes:

- La longitud de onda debe de estar dentro de los rangos de la emisión (300nm-400nm).
- Respuesta temporal lo más próxima posible al periodo de 2.5 μ s (GTU) que se establecen para simular un desplazamiento de la proyección de luz.
- Consumo de potencia bajo.
- Costo.
- Dimensiones físicas.
- Disponibilidad y tiempo de entrega.

2) Fabricación de una Cámara Oscura para pruebas.

La necesidad de realizar una emisión lumínica que deberá ser medida en el orden de 0 a 300 fotones en periodos de 2.5 μ s, hace particularmente importante el hecho de poseer un recinto dónde minimizar el nivel de *ruido lumínico de fondo* (background) lo más posible, esto con el objetivo de maximizar nuestras relaciones señal a ruido.

3) Sensor de luz UV para caracterización de LEDs candidatos.

Una parte fundamental en cuanto a la caracterización de la fuente emisora se refiere, radica en la selección del Sensor a ser utilizado. En particular, el proyecto requiere de un Sensor capaz de entregar una respuesta cuando se emiten fotones entre 300nm y 400nm de longitud de onda, en un rango de 0 a 300 fotones por GTU y que, su tiempo de respuesta sea lo suficientemente rápido como para diferenciar un evento GTU de otro ($\ll 2.5\mu$ s). Estas características representan la primer causa por la que se ha optado por el uso de Tubos Foto-Multiplicadores (PMTs por sus siglas en inglés). Por otra parte, el Grupo de Detectores del Instituto de Ciencias Nucleares de la UNAM ha

reubicado hacia el presente proyecto, un sensor capaz de satisfacer dichas características y el cual fue empleado en el desarrollo del detector de altas energías Buried Array Telescope at Auger (BATATA) el cuál, actualmente se encuentra en proceso de instalación en el Observatorio Pierre Auger, en Argentina.

Este Sensor corresponde al MAPMT modelo H7546B de Hamamatsu; el cual, tiene la particularidad de ser Multi-Ándodo (de 64 pixeles en un arreglo matricial de 8x8).

4) Caracterización del Sensor de UV. (MAPMT H7546B de Hamamatsu).

En general, un PMT es un dispositivo que transforma un fotón de entrada a su Fotocátodo en un cúmulo de electrones (carga eléctrica) que son entregados en forma de pulsos a su salida, en el ánodo. Dado un Sensor en particular, la forma de la señal que representa al cúmulo de dicha carga en la salida, depende básicamente del número de fotones que incidieron en el Fotocátodo por unidad de tiempo y de la eficiencia de conteo que presenta el PMT, principalmente. Como la caracterización de los LEDs requiere observar entre 0 y 300 fotones por GTU, es necesario conocer el valor de carga correspondiente a un solo fotón, para que, independiente de la forma de la señal de salida del PMT dado un cúmulo de más de 1 fotón incidente en su Fotocátodo, el algoritmo de cuantificación de fotones totales se base en ver el número de veces que el valor de carga para uno de ellos compone al cúmulo de carga de salida en cuestión. A este valor de carga (de un solo fotón) se le conoce como valor del evento SPE (del inglés Single Photo-Electron). Por tal motivo, antes de trabajar en el objetivo de caracterizar los posibles LEDs, se hace imprescindible la caracterización de nuestro MAPMT para el evento SPE.

Finalmente, es importante mencionar que al final del presente trabajo de tesis, el apéndice primero abunda a cerca de las características que los sensores PMT poseen y que fueron tomados en cuenta para el desarrollo del presente proyecto.

2.2 CONSTRUCCIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE UNA CÁMARA OSCURA.

En principio, podemos entender el concepto de una Cámara Oscura como un recinto que recibe muy poca o nada de luz. El uso de un recinto oscuro tiene muchas aplicaciones como la fotografía o en nuestro caso la experimentación, en la cual, es importante minimizar la cantidad de luz de ruido de fondo respecto de las señales de luz de interés (en este caso ultra-violeta) para maximizar la relación señal a ruido a la salida de nuestro sensor óptico particularmente.

Para ello nos dimos a la tarea de diseñar nuestra propia Cámara Oscura con el objetivo de poder desarrollar los respectivos experimentos en un recinto lo suficientemente cómodo y funcional posible.

Esta cámara fue construida en madera. La forma corresponde a un prisma cuadrangular, cuyas dimensiones son 80cm x 80cm x 160 cm. La unión de 5 de sus 6 caras se logró empleando tornillos reforzadas de acero inoxidable. Tanto las esquinas internas como externas fueron recubiertas de silicón negro al igual que los barrenos para los tornillos de las uniones; esto con el objeto de vedar la posible entada de luz hacia el interior. La sexta cara (tapa), está dotada en su periferia por una base de hule espuma negro para que al cerrar exista una presión mecánica de tal material entre el contorno formado por las 5 caras y el perímetro de la tapa. Así mismo, en un perímetro interno de la misma periferia de la tapa, como en el contorno formado por las 5 caras, se fijaron rieles de cancelería de (3 hojas cada riel) en aluminio negro, con el objeto de crear un efecto de “trampa de luz”; es decir, al cerrar la tapa, la luz que pudiera pasar por su perfil, tendría que cambiar 6 veces de sentido. Finalmente se pintó todo el interior con pintura en aerosol de color negro, para crear un efecto de absorción de la luz que pudiera chocar contra las caras. La cámara cuenta con 2 amortiguadores del tipo cajuela automotriz fijados estratégicamente para permitir una apertura sincronizada y lograr que la tapa quede aproximadamente a 90 ° respecto del marco.

Es importante mencionar que se adaptó un tablero externo de conectores para cables de señal tipo “Lemo” y cables de Alto Voltaje. Dicho panel fue vedado igualmente con silicón negro en su contorno y con una cortina negra en la parte donde se exponen los pines de dichos conectores.

La figura 2.2.1 muestra un esquema de un prototipo en formato CAD de cómo se vería nuestra Cámara Oscura.



Figura 2.2.1. Modelo en CAD prototipo de la Cámara Oscura para desarrollo del Track-Flat.

La figura 2.2.2 muestra una etapa del proceso de construcción de la Cámara Oscura.



Figura 2.2.2. Etapa de construcción de la Cámara Oscura.

Una vez terminada la Cámara oscura fue necesario caracterizar el nivel de ruido de fondo lumínico que poseía su interior para prever cuanto se podían ver afectadas las mediciones hechas con nuestro Sensor. Esta es la razón por la cual se tomó la decisión de emplear al mismo detector para lograr tal caracterización. (Sensor MAPMT H7546B de Hamamatsu).

Como se expone en el correspondiente apéndice primero que incluye este documento de tesis, un sensor PMT puede exponer pulsos de salida que no corresponden propiamente a un fotón de llegada al Fotocátodo, sino que, tan solo por el hecho de estar polarizado en alto voltaje, factores como el ruido térmico, campos eléctricos locales, entre otros, pueden “arrancar” electrones del material sensible, los cuales pueden pasar por el mismo proceso de amplificación acelerándose hacia el Ánodo de salida.

Por este motivo, el primer paso para la caracterización de nuestra Cámara Oscura fue el observar las características de los *pulsos de ruido por polarización* que presentaba nuestro Sensor en “oscuridad”. Para ello se cubrió a éste con una “camisa de vedación” que tapa básicamente al material sensible; posteriormente fue cubierto con tela negra e introducido en la Cámara Oscura. Se dejó reposar por un tiempo de 2 horas en ese nivel de oscuridad (recomendado 1 hora por Hamamatsu) y posteriormente se le polarizó con un voltaje de -920 Vdc (típico dentro del rango establecido por el fabricante). Así, se observó su salida en el osciloscopio para establecer un nivel de discriminación a ser aplicado al instrumento de conteo de pulsos de estándar NIM con que cuenta nuestro laboratorio de Detectores y con el que se buscaría cuantificar la tasa de pulsos en oscuridad.

Como resultado de esta primera etapa se pudo establecer que: 1) el ruido base del Sensor para un nivel típico de su polarización (-920 Vdc) se encuentra en una banda de altura de -3.5 mVpp. 2) el valor pico de voltaje que presenta el sensor para pulsos de ruido por polarización presenta una amplitud absoluta mínima del orden de -20mV de pico aproximadamente.

Dados estos niveles, se formó un arreglo de instrumentación NIM basado en un discriminador de pulsos por nivel y un contador de eventos, conectados en serie y en este orden respectivamente. A este arreglo se le acopló entonces la señal de salida correspondiente al sensor bajo las mismas condiciones de polarización ya mencionadas pero sin ser cubierto dentro de la cámara. De este modo se adquirieron datos de 3 pixeles elegidos aleatoriamente y de forma que el fotocátodo del MAPMT apuntara hacia los planos 1 2 y 3 representados en la figura 2.2.1. El nivel del discriminador NIM se eligió de -10 mV, ya que esto garantizaba que no se tomaran eventos dentro del nivel de la banda de ruido base (-3.5 mVpp) y que los eventos cuyos pulsos fueran debidos a ruido por polarización y por ruido de fondo lumínico en oscuridad pudieran ser cuantificados (altura absoluta mínima del orden de -20 mV). Se adquirieron entonces 30 muestras para cada uno de los 3 pixeles y para cada uno de los planos mencionados. En cada muestra se habilitó al contador durante 10 segundos; esto, para cuando la luz del cuarto en donde se ubica la Cámara Oscura se encontraba encendida y repitiéndose el procedimiento para el caso en el que la luz del cuarto se encontraba apagada.

Las figuras 2.2.3 a 2.2.5 representan la media (main) y desviación estándar (SD) de los 3 pixeles para cada una de las 30 muestras obtenidas cuando el MAPMT se encontraba apuntando desde el lado opuesto dentro de la cámara hacia el plano en cuestión (una figura por cada plano). Las curvas en negro representan el levantamiento con la luz del recinto apagada mientras que, las curvas en rojo representan el levantamiento con la luz encendida.

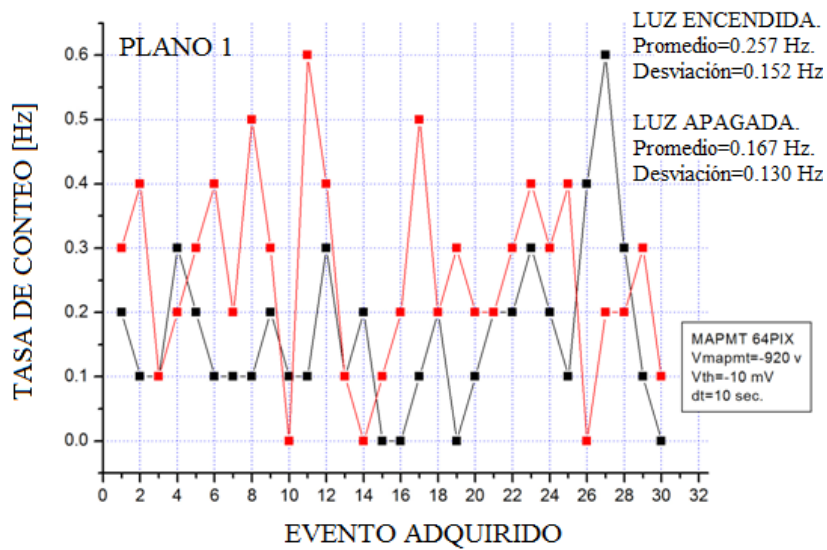


Figura 2.2.3 Nivel de oscuridad del plano 1 de la Cámara promediado por tres pixeles del MAPMT. La curva en rojo representa el levantamiento con la luz externa a la Cámara Oscura en estado de encendido, mientras que la curva en negro representa el estado de apagado.



Figura 2.2.4 Nivel de oscuridad del plano 2 de la Cámara promediado por tres pixeles del MAPMT. La curva en rojo representa el levantamiento con la luz externa a la Cámara Oscura en estado de encendido, mientras que la curva en negro representa el estado de apagado.

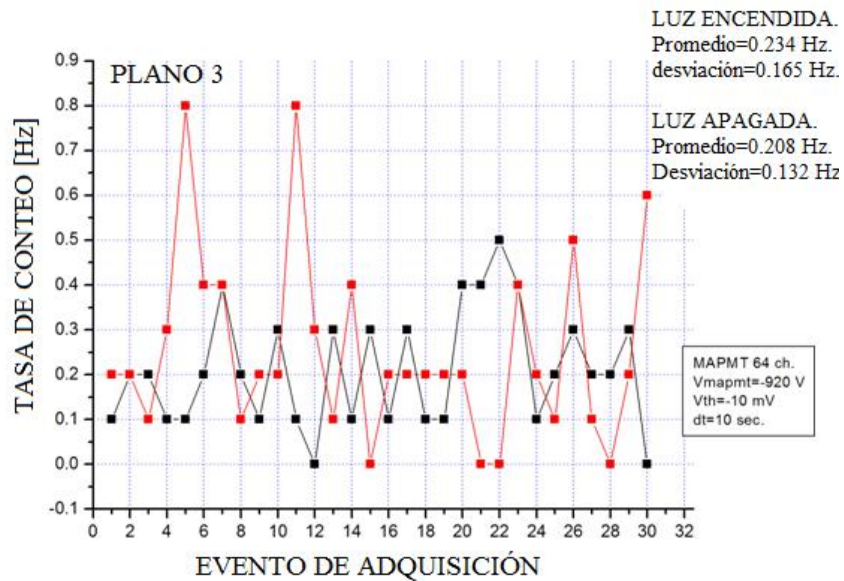


Figura 2.2.5 Nivel de oscuridad del plano 3 de la Cámara promediado por tres pixeles del MAPMT. La curva en rojo representa el levantamiento con la luz externa a la Cámara Oscura en estado de encendido, mientras que la curva en negro representa el estado de apagado.

De los resultados así obtenidos podemos decir que el nivel de oscuridad de nuestra Cámara para el caso en el que la iluminación externa se encuentra encendida, se encuentra en un rango para nuestro Sensor de 0.234 Hz a 0.317 Hz; con lo cual, extrapolando esta tasa de eventos a las mediciones que deberá efectuar el sensor durante un periodo de un GTU (2.5 μ s) tenemos que:

$$0.317 \left(\frac{1}{s} \right) \times 2.5 \times 10^{-6} (s) = 792.5 \times 10^{-9}$$

en un GTU se esperan detectar 792.5×10^{-9} eventos promedio de ruido por la luz externa a la caja o por su simple polarización.

Finalmente la figura 2.2.6 presenta la imagen final de la cámara oscura terminada.



Figura 2.2.6. Imagen final de la Cámara Oscura.

2.3 EXPERIMENTO DE CARACTERIZACIÓN DEL MAPMT.

Antes que entrar directamente a la descripción del trabajo de caracterización del Sensor, es necesario plantear algunas características de la respuesta de los PMTs con el objetivo de entender la necesidad de la caracterización plenamente.

Específicamente, un Tubo Foto-Multiplicador está compuesto por un Fotocátodo, una etapa multiplicadora de electrones (a base de elementos llamados Dinodos) y un ánodo de salida. En el caso de los tubos Multi-Ánodo se tiene esta misma estructura repetida por cada salida, por lo que el comportamiento que se expone aquí es extensivo para cada Ánodo de su conjunto. (Ver figura 2.3.1).

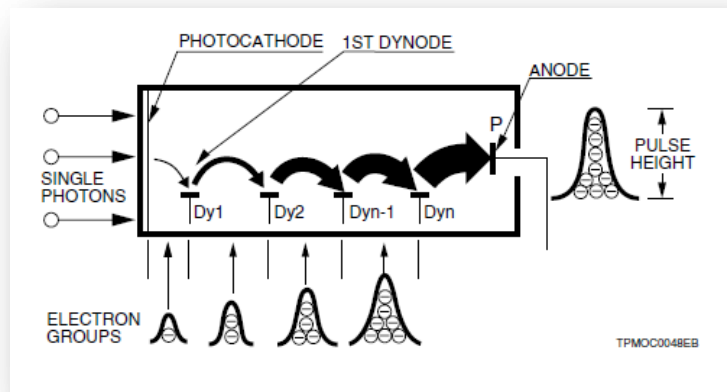


Figura 2.3.1 [12]. Estructura genérica de un PMT. Proceso de amplificación para el estado de “Single Photoelectron” (SPE).

Cuando la luz entra al Fotocátodo, se emiten electrones desde éste. Estos electrones son multiplicados a base de una emisión secundaria de electrones por vía de los Dinodos para después ser recolectados por el Ánodo y expuestos en forma de pulsos. En muchas aplicaciones que requieren la detección de una multitud de fotones, estos pulsos no pueden ser manipulados en forma individual sino que, dado un conjunto de ellos, como un pulso de corriente continua. Este es el caso

cuando un cumulo de fotones son incidentes sobre el PMT por unidad de tiempo como se expone en la sección (1) de la figura 2.3.2; entonces el Fotocátodo puede emitir electrones temporalmente como se observa en la sección (2) de dicha figura. Los electrones multiplicados por los Dinodos son derivados por el ánodo en pulsos como se expone en la sección (3). Es en este paso en donde, si el intervalo temporal de pulso a pulso es menor que el ancho característico de los pulsos del Ánodo o, si el procesamiento electrónico de la señal no es lo suficientemente rápido, se puede presentar eventualmente un traslape de pulsos a la salida que derivaran en un pulso de corriente continua con fluctuaciones de ruido incluidas. Tal comportamiento se expone en la sección (4) de la figura mencionada.

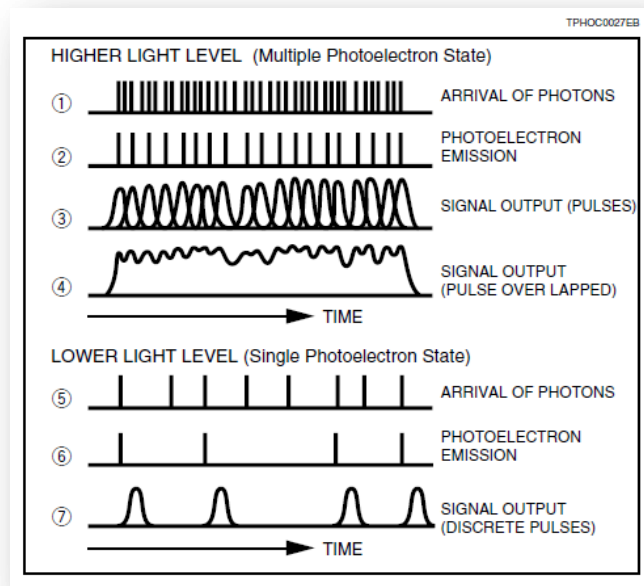


Figura 2.3.2.[12]. Esquema de pulsos de salida de un PMT para diferentes niveles de intensidad lumínica.

Por otra parte, cuando la luz de incidencia es lo suficientemente baja de modo que los fotones de arriba pueden estar separados como se muestra en la sección (5) de la figura 2.3.2, los pulsos obtenidos en el ánodo son discretos como se muestra en la sección (7) de dicha figura. Esta condición es llamada estado “Single Photoelectron” (SPE). El número de pulsos de salida es proporcional a la cantidad de luz incidente y el estado “Single Photoelectron” es un método de conteo de fotones que presenta ventajas en cuanto a la relación señal a ruido se refiere, sobre el

método de lectura de pulsos de corriente continua descrito inicialmente (conocido como método analógico), el cual tiene que promediar el total de los pulsos.

Distribución de Altura de Pulsos (Pulse Height Distribution).

Un factor importante en el conteo de Fotones es el que se refiere a la Eficiencia Cuántica (QE) del PMT. Este factor refiere la probabilidad de que el Fotocátodo emita electrones cuando un fotón incide en él. En el estado SPE el número de electrones emitidos (electrones primarios) por fotón es de uno o cero. Entonces QE indica la tasa del promedio de electrones emitidos desde el Fotocátodo por unidad de tiempo respecto del promedio de fotones incidentes al él. Los electrones emitidos desde el Fotocátodo son acelerados y enfocados hacia el primer Dinodo para así producir una emisión secundaria de fotones. Sin embargo, algunos de estos electrones no “golpean” al Dinodo uno o desvían de su trayectoria normal, de modo que no pueden ser multiplicados apropiadamente. Esto es lo que define a la eficiencia de colección (CE). Así, la tasa del número de pulsos de salida del ánodo respecto del número de fotones incidentes al PMT es lo que se denomina como eficiencia de detección (DE) o de conteo y se expresa a partir de la siguiente ecuación:

$$DE = \frac{Nd}{Np} = QE \times CE$$

Donde:

Nd: número de pulsos o cuentas de salida

Np: número de fotones incidentes

QE: eficiencia cuántica del PMT

CE: eficiencia de colección del PMT

Es importante mencionar que la eficiencia de detección de un PMT se puede ver fuertemente afectada por el nivel de discriminación que pueda contener la etapa electrónica para el conteo de los pulsos.

Dado que el número de electrones secundarios emitidos desde el Dinodo uno varía desde algunos cuantos hasta aproximadamente 20 en respuesta a la llegada del primer electrón del Fotocátodo, el comportamiento de la recolección puede entenderse como una distribución de Poisson en general; el número promedio de electrones secundarios se vuelve la tasa de emisión de electrones secundarios δ . Este comportamiento se repite para el proceso entero de multiplicación en cada uno de los Dinodos subsecuentes. De acuerdo con lo antes expuesto, para una PMT con “n” etapas de Dinodos, un electrón desde el Fotocátodo es multiplicado por δ^n para formar un grupo de electrones a ser entregado como un pulso de carga en el ánodo. En este proceso, la altura de cada pulso de salida dependerá de las variaciones en la etapa de multiplicación de electrones secundaria descrita, de forma que existirá diferencia de pulso a pulso. (Ver figura 2.3.3).

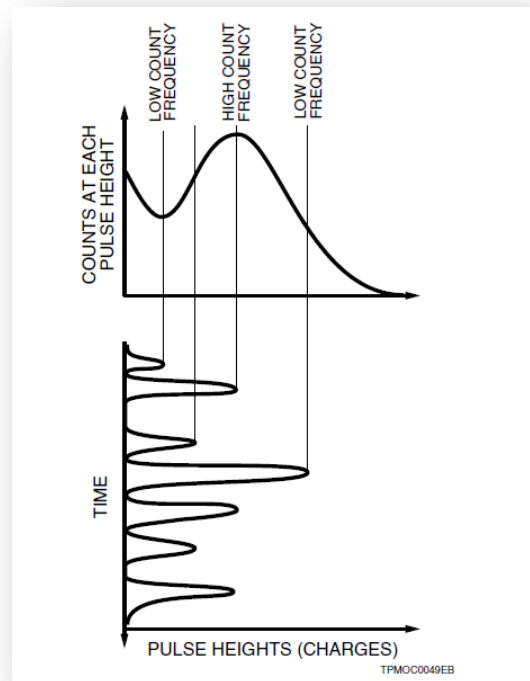


Figura 2.3.3. [12]. Pulsos de Salida de un PMT bajo su esquema de Distribución de Altura de pulsos (PHD).

Otra causa por la cual la altura del pulso de salida presenta variaciones, es que la ganancia varía con la posición de cada Dinodo; entonces algunos electrones que se encuentren desviados no contribuirán de la misma forma al proceso de multiplicación. La figura 2.3.3 muestra un histograma de la altura de los pulsos en el Ánodo; esta gráfica es conocida como Distribución de Altura de Pulsos (Pulse Height Distribution, PHD). Como se puede observar en dicha gráfica, el PMT muestra fluctuaciones en la altura de los pulsos para un conjunto de entrada. El PHD se obtiene mediante una integración temporal de dichos pulsos. La abscisa de esta gráfica indica la altura de los pulsos representados por un valor de carga o por el valor de voltaje (o corrientes) producido por el grupo de electrones. La ordenada es la frecuencia con que los pulsos de salida presentan cierto valor de altura dentro de un tiempo dado.

Dado que el rango dinámico de emisión del Track-Flat (0 a 300 fotones en 2.5 μ s) se encuentra en una región de respuesta del PMT en donde sus pulsos de salida pueden ser las estructuras individuales o las compuestas por un cumulo de ellas (ambos casos previamente mencionados), nuestra caracterización requirió principalmente determinar el valor de carga característica del evento “Single Photoelectron” (SPE); esto, con el fin de inferir el número de fotones emitidos a partir del número de veces que la estructura de salida contuviera al valor de carga del SPE, por lo que, fue estrictamente necesario obtener la “Distribución de Altura de Pulsos” (PHD) de nuestro PMT.

Es importante mencionar que al final de los temas centrales del presente documento se anexa la documentación del sensor empleado en caracterización (MAPMT H7546B de Hamamatsu) de donde se puede visualizar se han extraído los niveles de operación empleados en el correspondiente trabajo experimental. [12].

2.3.1 VALIDACIÓN DEL RÉGIMEN “SINGLE PHOTO-ELECTRON (SPE)” DEL MAPMT.

Dado que el objetivo principal fue conocer el valor de carga del “SPE” del Sensor, el primer paso consistió en asegurarse que la respuesta que presentaría el MAPMT se debía a un estado SPE, es decir, que las estructuras de carga en la salida correspondieran solo a un fotón incidente al Fotocátodo.

Para ello, una primera parte del experimento consistió en establecer un valor de emisión lumínica del LED uv, modulado bajo un esquema de tren de pulsos PWM (del inglés Pulse Width Modulation) y colocado a una distancia fija del sensor MAPMT (30 cm). Haciendo uso del arreglo de instrumentación CAEN NIM empleado para la caracterización de la cámara oscura, se observaría un número de cuentas (pulsos de salida del pixel en cuestión), el cual, en el estado SPE verificaría un valor menor o igual al de la frecuencia en la señal de modulación del LED; es decir, por cada instante en alto del tren de pulsos para activar el LED, se emitiría al menos un fotón, y dado que puede o no ser detectado por el Fotocátodo, al leer un valor de cuentas con una frecuencia menor o igual a la de la emisión, daría un primer indicio de que tal respuesta en el ánodo del pixel pudiera deberse a un solo fotón de llegada.

Así los valores de modulación iniciales propuestos del LED fueron los siguientes:

- Tipo de señal: tren de pulsos.
- Frecuencia de Modulación: 500Hz (implica un periodo temporal lo suficientemente alejado para saber que las estructuras de carga a la salida del sensor se deben a la emisión presente en ese momento y no posibles remanentes).
- Tiempo en alto: 1 μ s (comparable con el nivel GTU).
- Ciclo de trabajo del PWM: 0.05%
- Voltaje Pico de alimentación: 3 Vp (típico para alimentación del LED).

Al realizar esta primer parte del experimento previamente descrito, se reportó un número de cuentas promedio correspondiente a 80.3 MHz; lo cual indicó que se estaban detectando más de 1 fotón para el instante en alto de la señal. Entonces se inició un proceso de disminución del nivel de intensidad lumínica del LED a partir del valor establecido en el PWM originalmente (0.05% del ciclo de trabajo) y en pasos del 0.01%, conservando fijos los demás parámetros de la señal. Para cuando se ajustó el ciclo de trabajo de la señal a 0.04% se obtuvo una lectura promedio de cuantas correspondiente a 125.4 MHz. Este comportamiento de aumento en cuentas al disminuir la cantidad de luz, es característico de una posible saturación del MAPMT. Por esta razón se reajustó el ciclo de trabajo de la señal al 0.01% en el Generador de Pulsos AFG 3252 de Tektronix, el cual, era el instrumento encargado de modular al LED. Bajo esta nueva configuración se observó un valor promedio de cuentas de 70 MHz, lo cual indicaba que se seguía detectando más de un fotón para el instante en alto de la señal.



Figura 2.3.1.1. Emisión directa del LED uv hacia el sensor MAPMT para determinar el estado SPE.

Hasta este punto no se había logrado entrar al estado de SPE y más aún, bajo esa configuración lumínica el MAPMT podría seguir estando en posible estado de saturación (o de no linealidad).

El siguiente paso consistió en añadir al experimento un elemento que consiguiera atenuar el nivel de emisión de luz sin afectar considerablemente los parámetros de modulación del LED. Después de varias propuestas, el uso de una esfera con una pupila de salida representó una solución funcional y accesible.

La esfera empleada, que está elaborada a base de un plástico semi-blando en color blanco, en principio ofreció dos ventajas:

En primer lugar, su comportamiento es similar al de una esfera integradora; es decir, dado que su superficie interior es difusa, sus paredes reflejan la luz de forma espacialmente uniforme. El intercambio de radiación en sus paredes integra (o suma) la luz; esto significa que cada punto sobre la superficie de la esfera irradia con igual intensidad. Por lo tanto, a la salida de su pupila se tendrá un lóbulo de emisión más esparcido y uniforme en lugar de tener una fuente de luz con la tendencia “Lambertiana” que tendría el LED directamente. [13], [14].

En segundo lugar, el hecho de poder definir el tamaño de la pupila dio lugar a tener control sobre el nivel de intensidad de salida, lo cual era necesario para llegar al estado SPE.

Se procedió entonces hacer las adaptaciones correspondientes a nuestra esfera. En principio se pintó de color negro en su exterior con pintura en aerosol y se le hizo un barreno de entrada para la estructura del LED; dicha unión fue asegurada con silicon negro, cubriendo tanto los contornos del barreno, como la parte posterior del LED para evitar que se emitieran fotones indirectamente hacia el MAPMT. Finalmente se le pintó en una segunda ocasión y se le hizo un barreno en dirección transversal respecto del barreno del LED (para evitar una emisión directa) empleando brocas milimétricas y en un inicio aplicando la de diámetro menor del conjunto (0.2mm).

Una vez terminado el proceso de la puesta a punto de nuestra esfera se realizó el mismo procedimiento de la emisión de luz directamente con el LED, pero en este caso, a través de la esfera. (Ver figura 2.3.1.2).

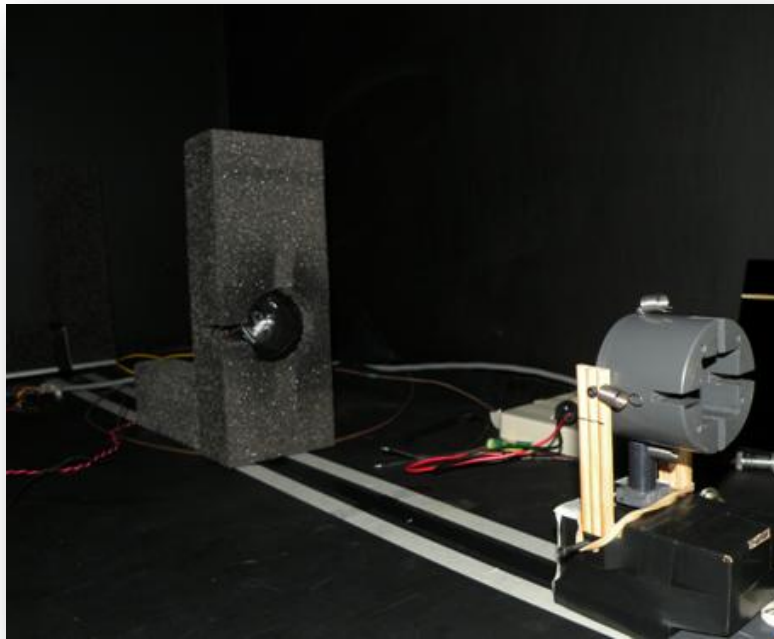


Figura 2.3.1.2. Emisión de luz UV a través de la esfera para determinar el estado SPE.

Se colocó entonces al emisor en un soporte a base de unicel, a 30 cm del MAPMT y se aplicó nuevamente el tren de pulsos antes mencionado con un ciclo de trabajo del 0.05%. En esta ocasión el contador CAEN NIM entregó una lectura promedio de 118 Hz, lo cual, como fue explicado previamente, indicó que muy probablemente estábamos trabajando en estado SPE (frecuencia menor a los 500 Hz de la señal del PWM).

Fue entonces necesario emplear un segundo criterio para confirmar el posible estado SPE. Tal, consistió en comprobar la “ley del cuadrado inverso”. Básicamente esta ley estipula que la irradianza desde una fuente isotrópica varía inversamente con el cuadrado de la distancia desde la fuente al observador. En otras palabras, dada nuestra fuente tipo esfera basada en LED y fija a 30 cm del detector, si se operase en régimen SPE se esperaría que a 60 cm se obtuviera la cuarta parte de las cuentas detectadas a 30 cm, esto es 29.5 Hz promedio y, finalmente, que a 90 cm de distancia, se detectara la novena parte, es decir, 13.11 Hz promedio. Del mismo modo, se comprobaría que al variar la distancia de 30cm hasta 90 cm, las estructuras de la carga a la salida del PMT no cambiaran drásticamente su ancho temporal, es decir, que el factor del incremento en la distancia entre fuente y sensor solo afectase a la tasa de detección y no la forma de la estructura de salida del sensor; de lo contrario, si la estructura fuese afectada, se concluiría que las estructuras de salida corresponderían todavía a la detección de más de un fotón y por lo tanto no se estaría en el régimen SPE. [15].

Al realizar este procedimiento para comprobar la ley del cuadrado inverso se obtuvieron los siguientes resultados:

<i>Distancia entre fuente y detector [cm]</i>	<i>Factor de reducción por “ley del cuadrado inverso.”</i>	<i>Valor promedio esperado [Hz]</i>	<i>Valor promedio leído [Hz]</i>	<i>Error porcentual de la lectura [%].</i>
30	~	~	118.00 ±8.70	~
60	4	29.50	29.03±6.77	1.59
90	9	13.11	16.83±3.85	28.4

Tabla 2.3.1.1. Cuentas detectadas para comprobación de la ley del cuadrado inverso en el primer pixel.

Lo cual satisface dicha ley al observar que el valor esperado se encuentra dentro del rango de tolerancia de los valores leídos, aunado a esto, al observar las estructuras de carga provenientes del Ánodo vía el osciloscopio se comprobó que sus anchos temporales a media altura (FWMH) siempre se mantuvieron dentro de un rango que va de 1.4ns a 1.7ns (típicamente 1.6ns) independientemente de su distancia de emisión, lo cual, reafirma la comprobación del estado SPE. La figura 2.3.1.3. ilustra el tipo de estructuras de carga que se obtuvieron constantemente para esta prueba y cuyo ancho temporal era independiente de la distancia de emisión.

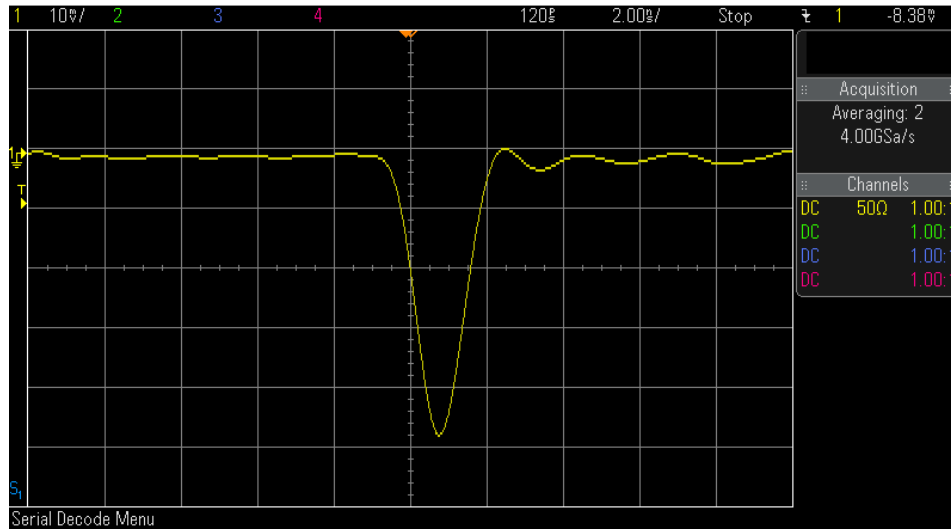


Figura 2.3.1.3. Forma de onda típica para los pulsos de salida de los Ánodos del MAPMT en el experimento de comprobación de la ley del cuadrado inverso para determinar el estado “Single Photoelectron (SPE)”.

Posterior a este resultado, se seleccionó un segundo pixel aleatoriamente y se repitió el experimento de la esfera para la ley del cuadrado inverso. Se asignó un nuevo nivel de intensidad al LED a partir de la modulación del PWM entregado por el Generador de Pulsos AFG 3252 de Tektronix; los valores nuevos fueron:

- Tipo de señal: tren de pulsos.
- Frecuencia de Modulación: 500Hz
- Tiempo en alto: 1.7 μ s (comparable con el nivel GTU)
- Ciclo de trabajo del PWM: 0.085%
- Voltaje Pico de alimentación: 3 Vp (típico para alimentación del LED)

Los valores obtenidos en esta ocasión para la comprobación de la ley se presentan en la tabla 2.3.1.2.

<i>Distancia entre fuente y detector [cm]</i>	<i>Factor de reducción por “ley del cuadrado inverso.”</i>	<i>Valor promedio esperado [Hz]</i>	<i>Valor promedio leído [Hz]</i>	<i>Error porcentual de la lectura [%].</i>
30	~	~	350 \pm 12.89	~
60	4	87.5	84 \pm 5.37	4
90	9	38.88	42 \pm 3.12	8.02

Tabla 2.3.1.2. Cuentas detectadas para la comprobación de la ley del cuadrado inverso en un segundo pixel.

Finalmente, repitiendo esta última configuración de la intensidad lumínica del LED (ciclo de trabajo del 0.085%, 1.7 μ s de tiempo en alto), se eligió aleatoriamente un tercer pixel para comprobar la ley del cuadrado inverso. Los resultados obtenidos se exponen en la siguiente tabla.

<i>Distancia entre fuente y detector [cm]</i>	<i>Factor de reducción por "ley del cuadrado inverso."</i>	<i>Valor promedio esperado [Hz]</i>	<i>Valor promedio leído [Hz]</i>	<i>Error porcentual de la lectura [%].</i>
30	~	~	361 \pm 13.90	~
60	4	87.5	86 \pm 4.03	1.7
90	9	38.88	41 \pm 2.72	5.45

Tabla 2.3.1.3. Cuentas detectadas para la comprobación de la ley del cuadrado inverso en un tercer pixel.

Tales resultados nos confirman el régimen de trabajo característico del estado SPE.

La figura 2.3.1.4 expone un diagrama a bloques de los equipos empleados para el experimento de la determinación del estado SPE.

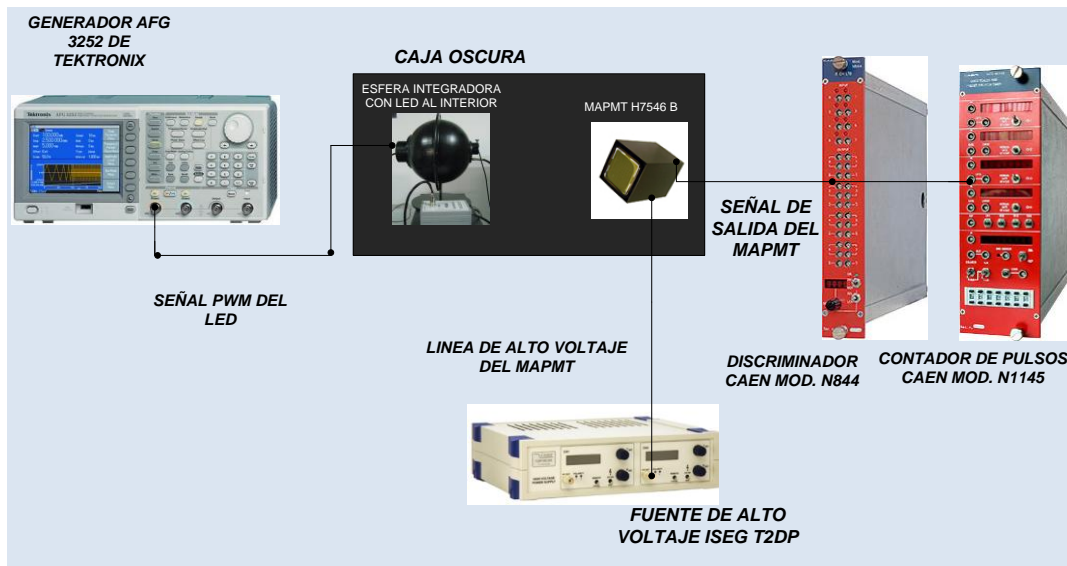


Figura 2.3.1.4. Configuración a bloques del instrumental utilizado en la determinación del estado "Single Photoelectron" para el MAPMT Hamamatsu H7546B empleado.

Es importante señalar que si bien, el LED originalmente presenta una emisión “Lambertiana” y no isotrópica, es decir, que su irradianza varía dependiendo el ángulo de visión y en factores del coseno del ángulo medido desde su eje, se pudo aplicar la ley del cuadrado inverso como comprobación en la determinación del estado SPE por varios motivos:

1) el efecto de hacer pasar por la esfera a la emisión del LED, como se mencionó previamente, entrega una emisión homogénea espacialmente, por lo cual, la pupila de salida emite en principio un lóbulo homogéneo.

2) si la fuente fuese precariamente isotrópica, se puede emplear la ley del cuadrado inverso si se midiera la intensidad en una dirección específica muy bien definida. En nuestro caso se procuró alinear el emisor respecto del detector en todo momento a base de emplear unas líneas de referencia en la base de la cámara oscura. La desventaja, si se utilizara solamente esta aproximación, radica en tener un grado de dificultad para lograr que las mediciones presenten repetibilidad.

3) Otra aproximación involucra el uso de “fuentes lumínicas pequeñas”. Se puede comprobar que si la máxima dimensión de la fuente es menor que la décima parte de la distancia “d” entre fuente y observador (sensor en este caso), la ley del cuadrado inverso se puede aplicar con un error menor al 1%. Si no fuera suficiente, si la máxima dimensión de la fuente es menor que $(d/20)$, el error en la aplicación de la ley del cuadrado inverso es menor al 0.1%. En nuestro caso la pupila de 0.2 mm es mucho menor que 1.5 cm ($30 \text{ cm} \div 20 = 1.5 \text{ cm}$). [15].

Por otra parte es importante mencionar que: 1) En cada levantamiento de datos que implicaba abrir la cámara oscura se dejó reposar al MAPMT al menos una hora en oscuridad, como lo indica el fabricante; esto, con el objetivo de asegurar una relajación del Fotocátodo. De no hacerlo así, el número de cuentas se hubiera visto afectado por la excitación del material detector. 2) Se comprobó que el nivel de impedancia de entrada del preamplificador discriminador NIM modelo CAEN No.

844 fuera de 50 ohms, el cual, es un valor adecuado para manipular este tipo de señales (lectura de carga eléctrica). Un acoplamiento incorrecto hubiera incurrido en ruidos de “reflexión” de las señales en las interfaces y muy probablemente se ocasionaría un conteo incorrecto de pulsos. 3) El nivel de discriminación para este módulo fue de -10mV, que como se explicó en la caracterización de la cámara oscura, es un nivel que garantiza excluir las oscilaciones del ruido en el conteo de pulsos al mismo tiempo que sí incluye las alturas mínimas de pulsos debidos a fotones de uv.

2.3.2 DETERMINACIÓN DEL VALOR DEL EVENTO “SINGLE PHOTO-ELECTRON (SPE)”.

Como se especificó en la sección anterior, una distribución de altura de pulsos (PHD) proporciona la información necesaria para asignar un valor de carga medio correspondiente a la detección de un fotón (bajo el régimen SPE) de arribo al Fotocátodo de un pixel de un MAPMT. Una vez determinado este valor, puede ser utilizado para aproximar el número de fotones detectados en una estructura de carga eléctrica correspondiente al arribo de un cúmulo de ellos.

Manipulación de pulsos de un PMT.

Existen típicamente dos métodos utilizados en la manipulación de pulsos para este tipo de sensado: uno se basa en instrumentar un contador de fotones y el otro en un analizador de altura de pulsos multicanal (MCA). La figura 2.3.2.1 muestra una configuración de los esquemas de cada método y las formas de pulso así obtenidas.

En el sistema contador de fotones (figura 2.3.2.1(a)), los pulsos de salida provenientes del PMT son preamplificados y dirigidos a un discriminador, el cual, compara los pulsos de entrada con voltajes de referencia preestablecidos y los divide en dos grupos; uno menor y otro mayor a dichos valores. Los pulsos más pequeños son eliminados por el nivel bajo de discriminación (conocido en la literatura como “LLD” por sus siglas en inglés) . En otros casos, los pulsos mayores en altura son eliminados por el nivel de discriminación superior (“ULD” por sus siglas en inglés); entonces, la

salida del comparador se puede situar en niveles de lógica TTL o CMOS. Un circuito “modelador” (shaper) forma pulsos rectangulares permitiendo a los contadores tomar cuenta de los pulsos discriminados.

En contraste, en un sistema MCA (mostrado en la figura 2.3.2.1(b)) los pulsos de salida provenientes del PMT son comúnmente integrados, amplificados y “moldeados” a través de un amplificador lineal. Estos pulsos son discriminados de acuerdo a sus alturas y convertidos de su forma analógica a su forma digital. Finalmente se acumulan en la memoria y se despliegan en pantalla. Este sistema esta habilitado entonces para emitir información de la altura de los pulsos y su frecuencia (número de cuentas) simultáneamente.

El sistema contador de fotones es usado para medir el número de pulsos de salida proveniente de un PMT de acuerdo con los fotones de arriba, mientras que, el sistema MCA es comúnmente usado para medir la altura de cada pulso de salida y el número de pulsos de salida simultáneamente. El primero es superior en velocidad de conteo y por lo tanto usado para aplicaciones de proposito general. El sistema MCA tiene la desventaja de no estar habilitado a la medición de cuentas muy altas, por lo que, es usado para aplicaciones donde el análisis de la altura de los pulsos es requerido. [12].

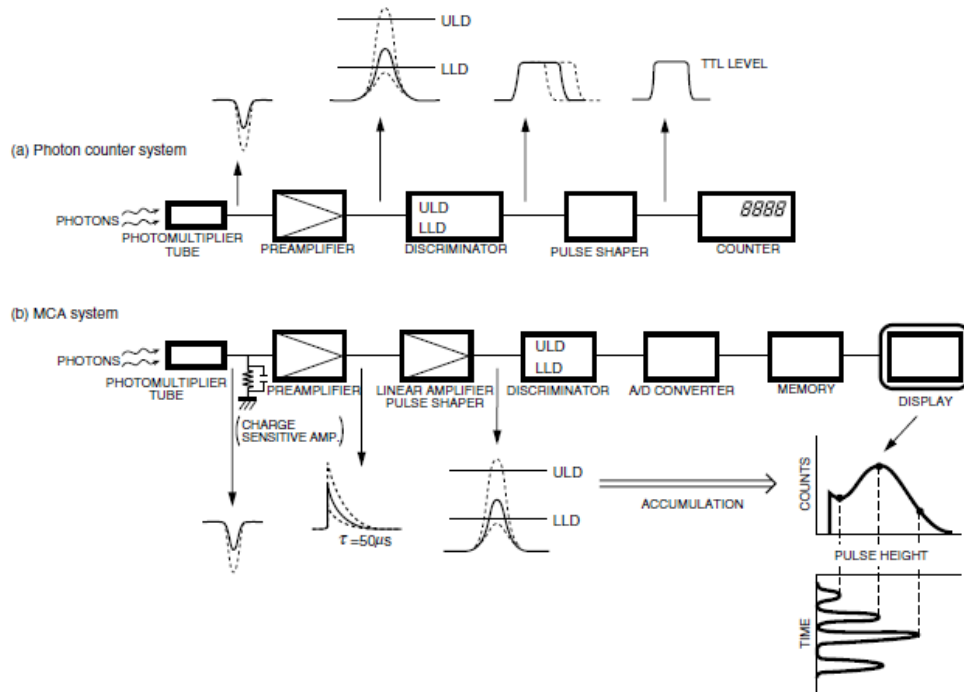


Figura 2.3.2.1.[12] Sistemas típicamente utilizados para el análisis de los pulsos provenientes de un PMT.

Adquisición a través del Osciloscopio MSO-3032 de Tektronix.

Como se expresó previamente, dependiendo el análisis que se requiera hacer a los pulsos provenientes del PMT, se tienen diferentes tipos de instrumentación orientada a alguna aplicación, la cual, puede ir desde lo general hasta las aplicaciones específicas. Comúnmente, la instrumentación específica suele ser más costosa que su contraparte y, aún cuando se pudiera realizar la compra de los equipos, no siempre se tiene la posibilidad de garantizar tiempos de desarrollo que, por parte del rubro administrativo, se deben de contemplar en el protocolo de todo proyecto. Por otra parte, el avance en cuanto a tecnologías electrónicas de comunicación y alta frecuencia se refiere, ha sido fundamental en el desarrollo de equipos de monitorización, control y adquisición de datos, los cuales, han potenciado la versatilidad de la instrumentación actual. En particular se tiene el caso de los osciloscopios; instrumentos que en un inicio fueron pensados para el análisis de las señales electrónicas por vía de la inspección visual, y que en la actualidad, representan sistemas que pueden integrar opciones de visualización, adquisición, procesamiento y comunicación de datos en un solo equipo.

Estas cualidades, aunadas a la necesidad del procesamiento específico de datos para la obtención de la Distribución de Altura de Pulsos del MAPMT, dieron origen a realizar la adquisición de datos por vía del osciloscopio MSO-3032 de Textronix; equipo con el que cuenta el laboratorio de Detectores del ICN de la UNAM.

Dicho equipo posee dentro de sus características más importantes consideradas para la aplicación, a las siguientes:

CARACTERÍSTICA	VALOR
Canales de entrada	2
Ancho de Banda analógico (3dB)	300 MHz
Tiempo de levantamiento	1.17 ns
Tasa de muestreo	2.5 GS/s
Acoplamiento de entrada	AC, DC, GND
Impedancia de entrada	1 M Ω , 75 Ω , 50 Ω al 1%
Rango de Sensibilidad de entrada (1M Ω)	1 mv/div a 10 V/div
Rango de Sensibilidad de entrada (75 Ω , 50 Ω)	1 mv/div a 1 V/div
Resolución Vertical	8 bits
Voltaje máximo de entrada, 1M Ω	300 Vrms con picos < 450 V
Voltaje máximo de entrada, 75 Ω y 50 Ω	5 Vrms con picos < 20 V
Precisión en ganancia de DC	1.5% (con “offset en cero”)

Tabla 2.3.2.1. Características del Osciloscopio MSO-3032 de Tektronix empleado en la adquisición de datos para la obtención del valor de carga del evento “Single Photoelectron (SPE)”.

Es importante mencionar que debido a la estructura de las señales esperadas provenientes del ánodo de los pixeles del sensor MAPMT empleado, cuyo tiempo de levantamiento típico es de 1ns, era ideal trabajar con un equipo de ancho de banda de 2GHz, el cual, garantizaría errores de medición menores al 2%. Dado que no fue posible realizar la adquisición con un equipo de tales características, se realizaron simulaciones del filtrado de las señales a través de un osciloscopio basado en un esquema de filtros FIR con ancho de banda de 300MHz, correspondiente al del osciloscopio MSO-3032 de Tektronix con el que se llevaron a cabo las mediciones. Lo anterior, con objeto de conocer el error en la toma de datos con el instrumento limitado en su ancho de banda para esta aplicación. Dichas simulaciones se implementaron por separado en el software de LabVIEW y en el de Matlab, obteniendo como resultado una subestimación de áreas por parte del osciloscopio empleado, con un error porcentual del orden del 14%.

El criterio empleado para el filtrado emulado por el osciloscopio, el desarrollo de las simulaciones así como la hoja de datos perteneciente al sensor MAPMT H7546B de HAMAMATSU, se presentan anexos a este trabajo de tesis en el apéndice segundo correspondiente, en el final del documento.

Una vez validada la región de trabajo para el régimen SPE del MAPMT (sección 2.3.1), el siguiente paso consistió en realizar la adquisición, por vía del osciloscopio MSO-3032 de Tektronix, de los eventos a analizar. Dado que el objetivo es obtener una distribución a cerca del valor de carga eléctrica que entrega el ánodo de un pixel por cada ocasión en que un fotón de llegada es transformado en un electrón y amplificado, la metodología adoptada fue la siguiente:

1.- El osciloscopio digitaliza a la señal proveniente de un ánodo del pixel del MAPMT a su máxima tasa de muestreo posible (2.5GS/s “Giga muestras por segundo”).

Nota 1: la longitud del registro digitalizado es de 10,000 puntos (4 μ s de adquisición para la tasa de muestreo previamente mencionada); valor lo suficientemente amplio como para tomar una porción temporal del estado estable antes del pulso correspondiente, así como una porción en estado estable posterior al mismo.

2.- Cada registro de 10,000 puntos es almacenado en un archivo con formato compatible con el software a utilizarse para el análisis (MATLAB). Dentro de cada archivo el registro contiene dos columnas; una que representa al vector temporal de la adquisición, y la otra al vector de voltajes de la forma de onda adquirida para cada instante de adquisición.

Nota 2: Para realizar este análisis se adquirieron 20,000 registros (archivos) para cada uno de tres diferentes pixeles del MAPMT; esto, con la finalidad de tener un número representativo de muestras para la obtención de la “Distribución de Altura de Pulsos”, además de descartar en el resultado la posible influencia debida a la ubicación geométrica de los pixeles en el MAPMT.

3.- Una vez que se tuvo completa la adquisición para cada pixel, el siguiente paso consistió en cuantificar el valor de carga que poseía cada pulso amplificado por el MAPMT. Para ello, con el objetivo de eliminar la influencia de la carga eléctrica debida al ruido de polarización, se establecieron dos regiones de trabajo en cada forma de onda adquirida. La primera concerniente a un conjunto de puntos del registro ubicados dentro del pulso amplificado por el MAPMT. La segunda región es el conjunto de puntos pertenecientes al ruido estacionario antes y después del pulso amplificado.

La figura 2.3.2.2. muestra un registro típico de la forma de onda de la adquisición de un pulso a la salida del ánodo de cada pixel.

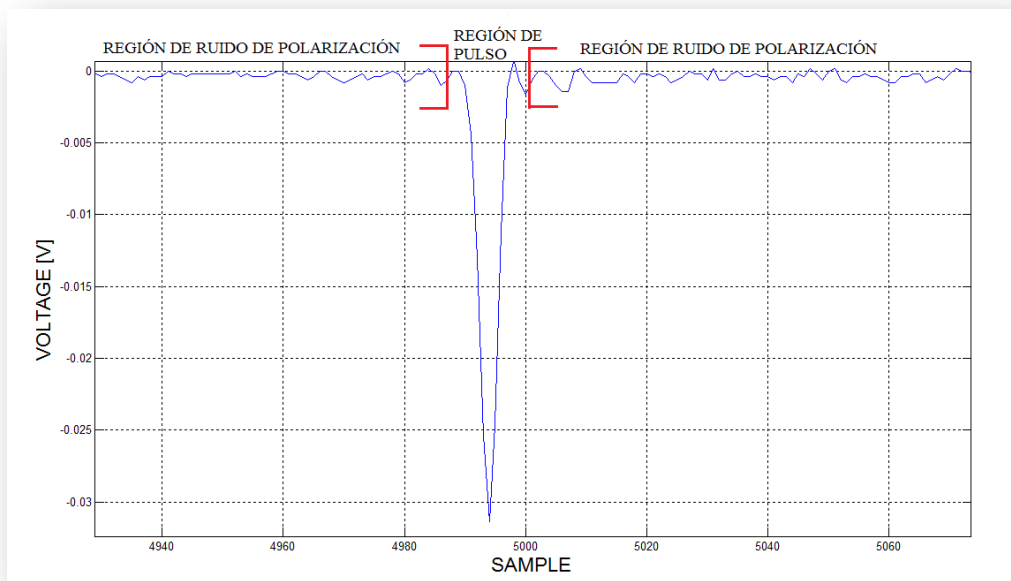


Figura 2.3.2.2. Forma de onda típica para la determinación de la Distribución de Altura de Pulsos (PHD). En la figura se muestra un acercamiento del registro con longitud de 10,000 puntos. En cada registro adquirido se establecieron dos regiones de trabajo, una concerniente a los puntos del pulso amplificado por el MAPMT y la otra concerniente al ambiente del ruido de polarización.

Así entonces, estos conjuntos de datos fueron delimitados por dos índices; uno izquierdo y otro derecho, los cuales representan al último elemento del vector de voltajes de ruido por la izquierda del pulso amplificado y al primer elemento del vector de voltajes de ruido por la derecha del pulso amplificado, respectivamente. Dado que la influencia del ruido por polarización a la salida del sensor se puede representar por su voltaje de corriente directa montado sobre el voltaje de dicho pulso, los vectores de voltaje de ruido izquierdo y derecho, se concatenan y de ellos se extrae su valor de voltaje promedio. De este modo, a todo el vector de voltajes del registro, se le resta el valor promedio de voltaje de corriente directa debida al ruido de polarización (promedio del vector concatenado), teniendo como resultado, el vector de voltajes del registro adquirido, sin la influencia del ruido por polarización durante el pulso de la señal debida a luz.

Posteriormente, el vector de voltajes sin ruido es escalado por el valor de la impedancia de la etapa de adquisición subsecuente, en este caso, la impedancia de entrada del canal analógico correspondiente al osciloscopio, la cual fue seleccionada con un valor de 50Ω para evitar reflexiones de la forma de onda adquirida y lograr un acoplamiento adecuado.

Así entonces, a dicha forma de onda de corriente se le aplica un algoritmo de integración numérica usando la regla del trapecio. El resultado, es el valor de carga eléctrica de la forma de onda del registro completo.

Nota 3: Se realizó una comparación del valor de carga obtenido a partir de la integración de la onda de corriente del registro completo (10,000 puntos) contra el valor de carga obtenido a partir de la integración, únicamente, del vector de pulso de luz (es decir, del límite izquierdo al límite derecho previamente mencionados); la cual, indica una diferencia menor al 0.02%. Esto se debe a que desde un inicio se canceló la influencia del voltaje de ruido por polarización al restar su valor promedio a toda la señal de voltaje adquirida. Esta diferencia porcentual indica que la integral de las oscilaciones de la onda de corriente debida al ruido es prácticamente despreciable ya que se ha eliminado su componente de corriente directa.

Por lo anterior, para nuestros fines en la obtención del PHD, es indistinto tomar el valor de carga del pulso, que el valor de carga del registro completo. Por otra parte, es importante mencionar que se realizaron comparaciones entre los algoritmos de integración numérica trapezoidal, el de cuadratura Simpson adaptativa y el de cuadratura Lobatto adaptativa; concluyendo que para la resolución del registro adquirido, es indistinto usar un método u otro.

4.- Este valor de carga se almacena en un vector denominado *vector de carga* y se repite el proceso (pasos 3 y 4) para cada registro adquirido, hasta que dicho vector alcanza una longitud de 20,000 elementos, correspondiente a los 20,000 registros para cada pixel. Del mismo modo, se forma un *vector de cargas de ruido* a partir de la integración de los pulsos de la señal de corriente de la región de ruido por polarización (señal de ruido previamente concatenada) en cada uno de los 20,000 registros; lo anterior, con la finalidad de incorporar en la distribución el valor de carga eléctrica debido a ruido y poder diferenciar prácticamente en términos de carga eléctrica, cuando un pulso a la salida del MAPMT se debe a ruido, o cuando se debe muy probablemente a la detección de un fotón.

5.- Finalmente, al *vector de carga* se le aplica un algoritmo para la obtención de su histograma, en donde, el número de clases debe corresponder a la resolución del instrumento de adquisición para su escala vertical; este valor es de 8 bits, lo cual nos indica que en cada caso la digitalización corresponde a 1 de 256 valores equidistantes posibles. Por esta razón, el algoritmo del histograma para el *vector de carga* se establece para 256 clases. Así mismo, se obtienen el valor de la mediana del *vector de carga* y su desviación estándar; esto, con el objetivo de identificar un valor de carga representativo (de más concurrencia) en la detección de un fotón por el pixel en cuestión y establecer los límites de confianza para dicho valor. Del mismo modo, se aplica un algoritmo para la obtención de la distribución del *vector de cargas de ruido* dentro del segmento de las 256 clases; lo anterior, para poder establecer la distancia absoluta entre los eventos de ruido y los de luz en términos de carga eléctrica.

Este procesamiento vía software, fue realizado para los 20,000 registros en cada uno de los tres pixeles seleccionados, como se mencionó anteriormente. La figura 2.3.2.3 muestra un esquema de los pixeles seleccionados para la caracterización.

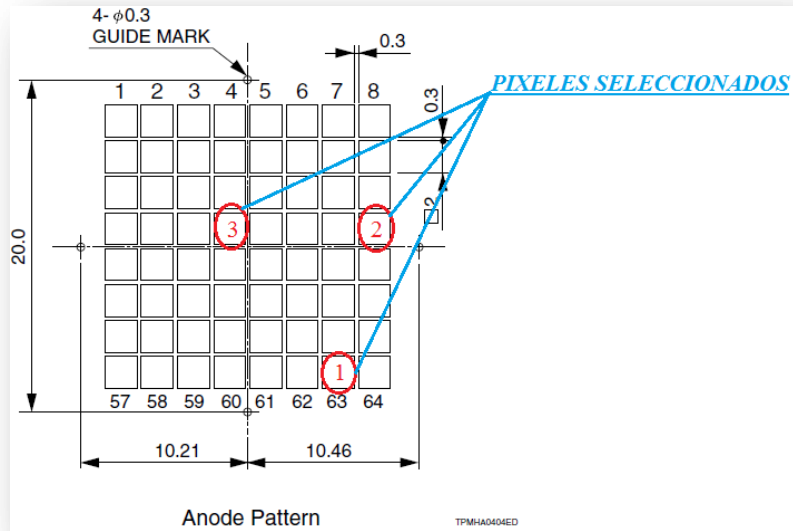
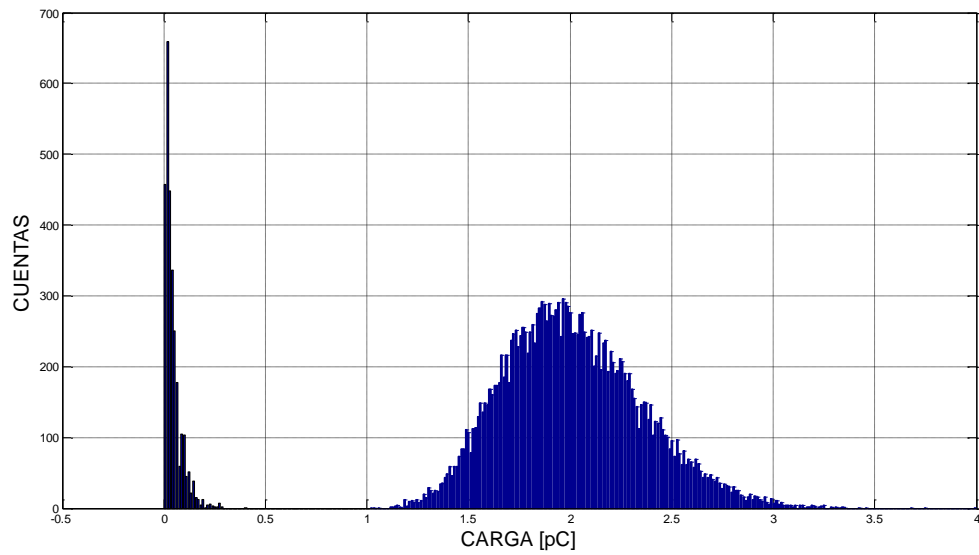
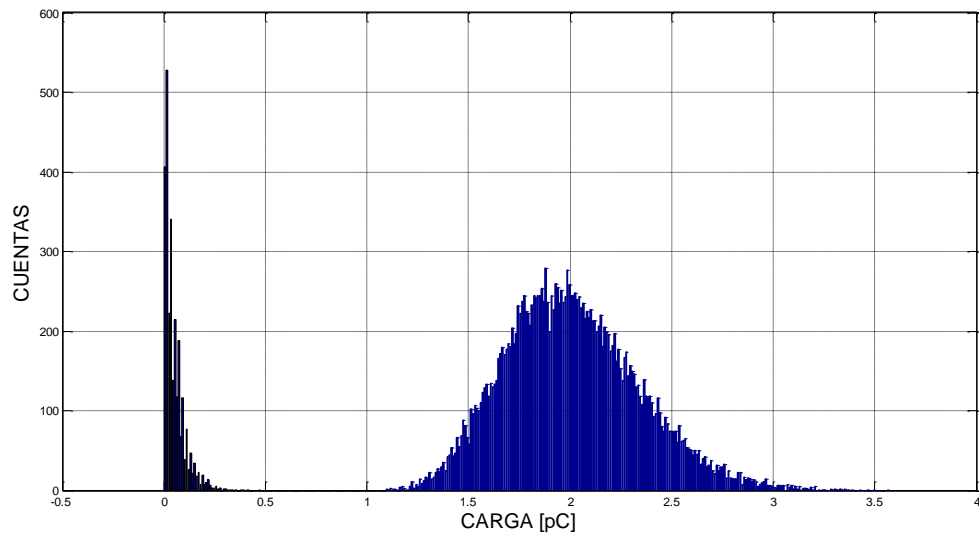


Figura 2.3.2.3. Diagrama de la vista posterior de los pixeles seleccionados en el sensor MAPMT H7546B utilizado (marcados con los números 1,2 y 3).

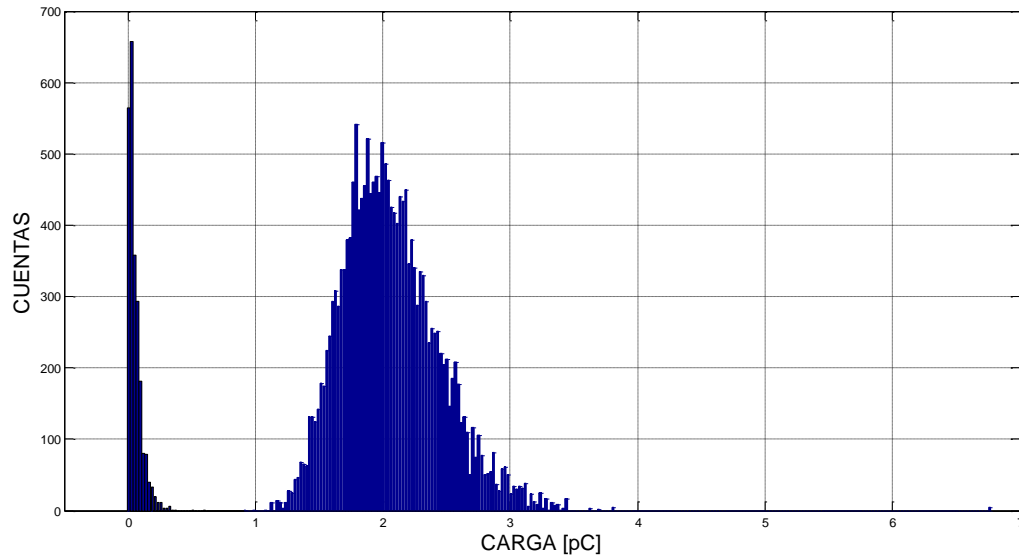
Las distribuciones de altura de pulsos para estos tres pixeles seleccionados se muestran en las figuras 2.3.2.4 a 2.3.2.6 siguientes.



*Figura 2.3.2.4. Distribución de Altura de Pulsos en términos de carga eléctrica para el **pixel No.1** seleccionado (el número 63 del arreglo designado por el fabricante). Se muestra una distribución de 20,000 eventos para las 256 clases correspondientes a los 8 bits de resolución de la escala vertical del osciloscopio MSO-3032 de Tektronix, instrumento con el cual se llevó a cabo tal adquisición.*



*Figura 2.3.2.5. Distribución de Altura de Pulsos en términos de carga eléctrica para el **pixel No.2** seleccionado (el número 32 del arreglo designado por el fabricante). Se muestra una distribución de 20,000 eventos para las 256 clases correspondientes a los 8 bits de resolución de la escala vertical del osciloscopio MSO-3032 de Tektronix, instrumento con el cual se llevó a cabo tal adquisición.*



*Figura 2.3.2.6. Distribución de Altura de Pulsos en términos de carga eléctrica para el **pixel No.3** seleccionado (el número 28 del arreglo designado por el fabricante). Se muestra una distribución de 20,000 eventos para las 256 clases correspondientes a los 8 bits de resolución de la escala vertical del osciloscopio MSO-3032 de Tektronix, instrumento con el cual se llevó a cabo tal adquisición.*

Es importante señalar que en todos los casos el valor de voltaje de polarización del sensor, el cual era alimentado por la fuente ISEG T2DP, fue de -920 Volts, valor que como se dijo previamente, está dentro del rango recomendado por el fabricante en las hojas de especificación que se encuentran anexas al apéndice segundo del presente trabajo de tesis.

En la tabla 2.3.2.2 se resume el resultado de la caracterización en carga eléctrica del MAPMT para el conjunto de los 20,000 registros en cada uno de los tres pixeles previamente mencionados. En ella, se muestran las medianas de carga eléctrica para el evento “Single Photo-Electron” (SPE), junto con su desviación típica. Los mismos parámetros se muestran para el análisis del ruido por polarización realizado y que fue descrito en líneas previas.

<i>Pixel</i>	<i>Mediana (M_{spe}) del SPE [C].</i>	<i>Desviación típica (σ_{spe}) del SPE [C].</i>	<i>Mediana (M_r) del ruido de polarización [C].</i>	<i>Desviación típica (σ_r) del ruido de polarización [C].</i>
1	1.9911×10^{-12}	3.4309×10^{-13}	3.2000×10^{-14}	4.2481×10^{-14}
2	1.9900×10^{-12}	3.3213×10^{-13}	3.8400×10^{-14}	5.1016×10^{-14}
3	2.0324×10^{-12}	3.8856×10^{-13}	3.8400×10^{-14}	5.4777×10^{-14}

Tabla 2.3.2.2. *Valores de carga eléctrica en Coulombs obtenidos en la caracterización del evento SPE del MAPMT H7546B empleado. Se muestran los resultados de 20,000 registros para cada uno de los tres pixeles seleccionados.*

Es importante recordar que estos resultados se deben escalar pensando en un factor del 14% de subestimación de carga eléctrica por parte del osciloscopio MSO-3032 de Tektronix con que se realizó la adquisición correspondiente; ya que, debido a su ancho de banda limitado para la aplicación, las ondas de voltaje de los pulsos amplificadas por la MAPMT presentaron una altura menor a la real, según se muestra en los resultados de la simulación correspondiente anexa en el apéndice segundo de este trabajo de tesis.

De la tabla anterior, se obtiene que el valor medio de las medianas obtenidas para el valor de carga eléctrica del SPE corresponde a 2.0045 [pC], con una desviación típica media de 0.3545[pC]. De aquí, es importante señalar que el hecho de que en las distribuciones de las alturas de pulso (figuras 2.3.2.4 a 2.3.2.6) existan eventos en las vecindades del valor correspondiente a dos y hasta tres veces la carga eléctrica para el SPE, precedidas de clases vacías, termina por confirmar que el régimen de trabajo correspondía a la detección de un fotón a la vez, y el MAPMT presenta la sensibilidad suficiente para detectar la llegada ocasional de 2 y hasta 3 fotones a la vez.

Partiendo de estos resultados y efectuando la corrección del 14% de carga eléctrica subestimada antes mencionada, podemos decir finalmente que el valor de carga eléctrica correspondiente a la

detección de un fotón por parte de este sensor MAPMT H7546B de Hamamatsu, corresponde a un rango de $2.33 \text{ [pC]} \pm 0.82 \text{ [pC]}$ para el 95% de nivel de confianza.

3. ESTRUCTURA DE CANALIZACIÓN LUMÍNICA PARA EL “TRACK-FLAT”.

3.1 ESTRUCTURA DE LAS GUÍAS DE ONDA.

Las guías de onda y fibras ópticas constan de un núcleo, en el cuál, se confina la luz; un revestimiento o sustrato, el cual rodea al núcleo como se muestra en la figura 3.1.

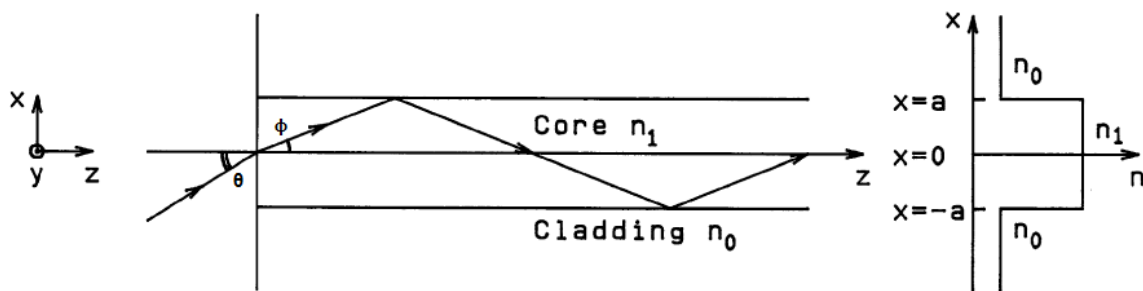


Figura 3.1.1 Estructura básica y perfil del índice de refracción de una guía de onda.

El índice de refracción del núcleo n_1 es mayor que el del revestimiento n_0 . Entonces el haz de luz que es acoplado al inicio de la guía de onda, es confinado en el núcleo por efecto de la reflexión total interna. La condición para la reflexión total interna en la interfaz núcleo-revestimiento está dada por: $n_1 \sin\left(\frac{\pi}{2} - \phi\right) \geq n_0$. Dado que el ángulo ϕ se relaciona con el ángulo incidente θ , por la relación $\sin \theta = n_1 \sin \phi \leq \sqrt{n_1^2 - n_0^2}$, se obtiene la condición crítica para la reflexión total interna:

$$\theta \leq \sin^{-1} \sqrt{n_1^2 - n_0^2} \equiv \theta_{max} \quad (3a)$$

La diferencia de los índices de refracción entre el núcleo y el revestimiento es del orden de $n_1 - n_0 = 0.01$, por lo que θ_{max} en la ecuación (3a) puede ser aproximado por:

$$\theta_{max} \cong \sqrt{n_1^2 - n_0^2}. \quad (3b)$$

θ_{max} denota el ángulo máximo de aceptación de luz de la guía de onda y es conocido como “*apertura numérica (NA)*”. La diferencia relativa de índices de refracción entre n_1 y n_0 se define como:

$$\Delta = \frac{n_1^2 - n_0^2}{2n_1^2} \cong \frac{n_1 - n_0}{n_1} \quad (3c)$$

donde Δ es comúnmente expresada porcentualmente. La apertura numérica NA se relaciona con la diferencia relativa de índices de refracción Δ por:

$$NA = \theta_{max} \cong n_1 \sqrt{2\Delta}. \quad (3d)$$

El ángulo máximo para la propagación de la luz dentro del núcleo está dado por $\phi_{max} \cong \theta_{max} / n_1 \cong \sqrt{2\Delta}$. Para las guías de onda típicas, $NA=0.21$ y $\theta_{max} = 12^\circ$ ($\phi_{max} = 8.1^\circ$). [16].

3.2 MODELO INICIAL DEL SISTEMA DE CANALIZACIÓN DE LUZ

Como se mencionó en un inicio, el “Track-Flat” es el prototipo encargado de comprobar la funcionalidad del “Track-Sim” para el conjunto de etapas y subsistemas que lo conformarán. Una de esas etapas consiste en el dispositivo óptico encargado de acoplar la luz proveniente de la fuente y conducirla hacia los módulos de detección; los cuales, en el caso del simulador de trazas final,

serán los módulos PDM, que como se explicó en el capítulo 1, constan de 2300 pixeles para las 36 MAPMT's que lo constituyen.

Para el desarrollo de este esquema óptico, fue muy importante considerar ciertas condiciones, entre las que destacan:

- 1) La curvatura de las estructuras PDM.

La figura 3.2.1 muestra el arreglo de la curvatura total de la superficie focal del JEM-EUSO, la cual contiene a los 137 módulos PDM de detección. Por su parte, en una vista de planta, la figura 3.2.2 muestra el acoplamiento de las Celdas Elementales de un PDM que contienen a los MAPMT's bajo el esquema de curvatura mencionado.

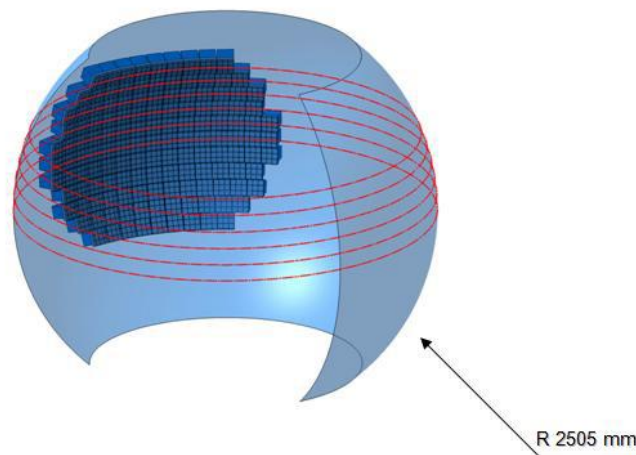


Figura 3.2.1. Disposición de los 137 módulos PDM que componen a la superficie focal del detector JEM-EUSO.

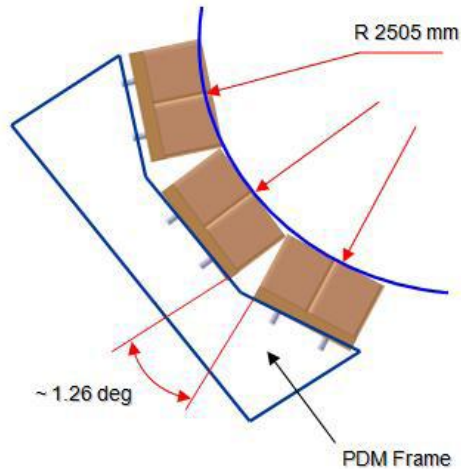


Figura 3.2.2. Se muestra en una vista de planta, a las Celdas Elementales que conforman al esquema de PDM, resaltando el hecho de que éste presenta una superficie curva en el plano de detección, para un radio de 2505 mm.

2) “Spot” lumínico menor o igual al del tamaño del pixel.

Un requisito indispensable, es el hecho de que la emisión de la fuente debe culminar en la proyección de un “spot” lumínico, que ocupe de forma homogénea, la mayor parte de la superficie del fotocátodo de cada pixel sin invadir al pixel vecino. Lo anterior debido a que los fotocátodos de los Tubos-Fotomultiplicadores presentan homogeneidad variable de eficiencia cuántica a su largo y ancho, obligando a que si se desea un nivel máximo de detección, el centro de la emisión debe corresponder al centro del pixel y ocupar, lo más homogéneamente posible, la superficie del fotocátodo correspondiente. Por lo anterior, la emisión de luz ultravioleta de las trazas, debe corresponder a una proyección de diámetro menor o igual a 2.88 mm, valor de lado del pixel del MAPMT R11265-M64 que Hamamatsu ha diseñado exclusivamente para el detector. La figura 3.2.3 muestra la apariencia de dicho Tubo Foto-Multiplicador y sus respectivas dimensiones en el plano de detección.

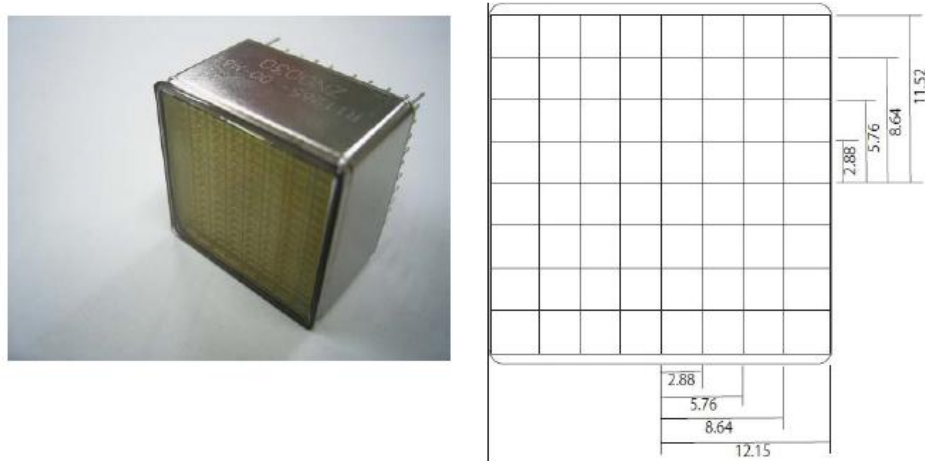


Figura 3.2.3 MAPMT R11265-M64 de Hamamatsu diseñado para la misión JEM-EUSO. Se muestran las dimensiones de su plano de detección. Es importante señalar que la longitud de la “zona muerta” entre pixeles adyacentes es nula.

Estas características dieron origen a varios modelos que fueron evaluados en su momento de forma cualitativa. La parte fundamental de cada modelo estuvo regida principalmente por el tipo de fuente que se encargaría de la emisión de luz. Como se mencionó en el capítulo 2, las fuentes de tipo LED se eligieron por varias razones como son: poseen versatilidad en el control de intensidad, proporcionan un grado de independencia en cuanto a pixeles por iluminar se refiere, tienen dimensiones apropiadas, existencia en el mercado, consumo de potencia apropiado y bajo costo.

Uno de los modelos más destacados que fueron evaluados, consistía en fabricar una estructura de acoplamiento directo entre LED's y fibras ópticas, la cual debería de tener un grado suficiente de supresión lumínica en sus contornos para impedir el “cross-talk” entre canales lumínicos desde el origen de la generación. Las fibras se extenderían hasta un plano de emisión, el cual contendría, en principio, un número de LED's designado a la caracterización de trazas lumínicas en líneas rectas y de la longitud de un PDM. Un modelo CAD preliminar se muestra en las Figuras 3.2.4 y 3.2.5.

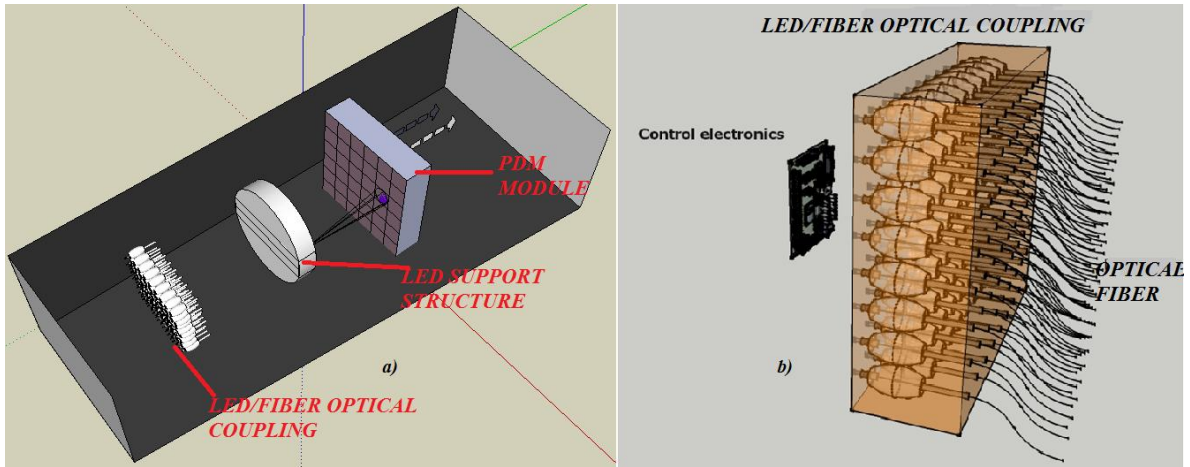


Figura 3.2.4. a) Se muestra el diagrama isométrico del concepto del sistema de emisión/conducción para la caracterización de los módulos PDM. b) Se muestra la estructura de acoplamiento LED/FIBRA y su electrónica de control asociada.

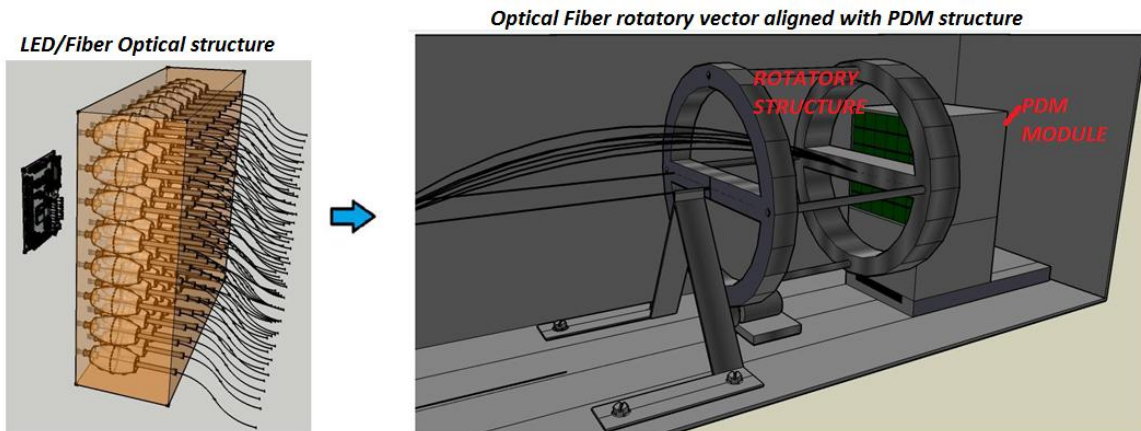


Figura 3.2.5. Se presenta el concepto de la estructura rotatoria en el plano de emisión de luz (imagen derecha).

El objetivo de tener una estructura de soporte rotatorio para el plano de emisión lumínica era el de poder manipular la orientación de la línea de emisión (horizontal, vertical y diagonal). En principio esta línea constaría de tan solo 68 LED's controlados para la simulación de las trazas lumínicas. Lo anterior con el objetivo de minimizar el número de 2300 fibras, ya que el protocolo de caracterización de los módulos PDM no precisa iluminar todos los pixeles a la vez; como se especifica en el capítulo 1, la longitud de los eventos proyectados sobre la superficie focal del instrumento, es del orden de la longitud de un PDM. Por lo anterior, se requerían de 48 LED's para simular las trazas verticales y horizontales (6 PMT's por 8 LED's cada una), mientras que, para las trazas diagonales, este valor se incrementa en un factor $\sqrt{2}$; es decir, requería 68 elementos LED para generar la traza diagonal. A la salida del plano de emisión conformado por un soporte para las fibras ópticas, sería necesario un sistema de focalización conformado por pequeñas lentes individuales para cada fibra.

Este modelo presentó tres inconvenientes. El primero consistía en efectuar una corrección de la separación entre guías que apuntasen al centro de los pixeles durante la operación del sistema; esto, para cuando se necesitaba cambiar de generaciones de trazas verticales u horizontales a trazas diagonales. Lo anterior debido a que en el último caso, los centros de los pixeles distan a 4.07 mm sobre la diagonal, respecto de la separación de 2.88 mm para el caso de emisión vertical u horizontal. La forma de solucionar este inconveniente consistiría en dotar al plano de emisión de un motor micrométrico y un sistema de rieles en donde se pudieran establecer y desplazar soportes individuales para cada salida de fibra óptica y que, en conjunto, formarían el plano de emisión "móvil". Derivado de este corrimiento en la operación, el segundo inconveniente lo representaba la fragilidad que se le imprimiría al sistema, principalmente en el acoplamiento LED/Fibra al generarse tal movimiento sobre las fibras; y finalmente el tercer inconveniente lo representaba el hecho de que el PDM es, como se mencionó anteriormente, una superficie curva, por lo que, se necesitaría de un soporte igualmente curvo que permitiera la emisión directa al módulo detector, complicando el sistema de ajuste lateral para dicha corrección de alineamiento.

La falta de recursos humanos para la generación del sistema de control micro-mecánico, el costo de las lentes individuales, así como el limitado presupuesto para el desarrollo del proyecto, dieron lugar a continuar en la búsqueda de un diseño efectivo para el confinamiento, conducción y focalización de las trazas de luz.

3.3 MODELO A PARTIR DE FIBRA ÓPTICA E IMPRESIÓN 3D.

De los inconvenientes citados para el modelo inicial de la sección anterior, la curvatura del PDM y la generación de un “spot” lumínico con no más de 2.88 mm de diámetro, representaban fuentes de posibles contratiempos. En primer lugar, el hecho de tener que fabricar planos de emisión curvos para la estructura emisora, requeriría de delegar tal fabricación a alguna empresa o taller externos, recortando el cronograma de desarrollo del trabajo e imprimiendo costos extras por mano de obra. En segundo lugar, la necesidad de limitar el diámetro de la proyección de la luz sugería adquirir lentes de acoplamiento de fibra para una salida de focalización o colimación del haz. Al realizar esta búsqueda y las respectivas cotizaciones en el mercado, los elementos encontrados consistieron de lentes acopladoras/colimadoras de fibra óptica por conectores tipo FC/APC, FC/PC y SMA con diámetros de colimación que van desde 0.7 mm hasta 3.5 mm pero con transmisión de longitudes de onda en el rango de 405nm a 1550nm; longitudes que estarían fuera del requerimiento para la generación de trazas (entre 300 y 400 nm) y que por tal motivo, no se emplearían para el modelo final. Aunado a esto, el costo por cada acoplador era del orden de \$150 u.s.d, por lo que, de haber encontrado los elementos para el rango de longitudes de onda requerido, el costo habría sido una limitante.

Fue entonces que, la adquisición de una máquina de impresión tridimensional por parte del laboratorio de Detectores del ICN de la UNAM, abrió una nueva posibilidad de desarrollo para el modelo de canalización/transmisión de luz requeridos.

Esta máquina (Stratasys Fortus 200 mc) está diseñada para la fabricación de prototipos rápidos, conceptuales y funcionales a partir del empleo de tecnología FDM. Posee una resolución de diez milésima de pulgada (aproximadamente 0.2mm) y una cámara de construcción para la generación de modelos de hasta de 8 x 8 x 12pulgadas. La tecnología FDM (Modelado de deposición fundida), comienza por el empleo de un procesamiento en software desarrollado por el fabricante, el cual, lee un archivo con información del modelo en términos de unos cuantos minutos, posicionando al sistema y orientándolo para la construcción. La máquina dispone de dos materiales, uno para la construcción del modelo y otro para generar estructuras de soporte mecánico. Si es requerido, las estructuras de soporte se generarán automáticamente a partir de la información adquirida en el procesamiento del archivo origen, el cual contiene el modelo tridimensional del prototipo a ser construido. Estos materiales termoplásticos son depositados por vía de un cabezal de extrusión, el cual sigue un cierto camino definido por un archivo en formato CAD, formando una capa a la vez. Así, el método FDM trabaja bajo una adición de capas de material. Un filamento metálico suministra el materia al cono de extrusión el cual por medio de rotores micrométricos inyecta el material o deja de hacerlo, por lo que, el cabezal debe calentar el material para que éste se encuentre disponible en forma maleable. Así la plataforma de construcción toma movimientos sobre el plano y es controlado por medio de un mecanismo de control numérico, asistido a la vez, por una computadora.

Así, dadas las prestaciones de la máquina de prototipos rápidos, fue posible pensar un segundo modelo para la estructura de canalización y conducción de las trazas de luz. Nuevamente este modelo constaría de una parte de acoplamiento entre LED's y fibras ópticas de modo que se considerase la supresión del efecto de "cross-talk" en el origen del acoplamiento. El cuerpo de esta estructura estaría dedicado a servir de soporte de cada fibra óptica así como a dotar de robustez a dicha línea de conducción de luz. Para lograr generar el plano de emisión lumínica curvo para el conjunto del módulo PDM, la superficie de emisión se seccionaría en tres partes para cada uno de los tres planos en los que se subdivide cada PDM. El acoplamiento mecánico entre estructuras adyacentes de emisión, así como el correspondiente con cada plano de celdas elementales (EC's) del PDM, sería modular, y los puntos de anclaje serían incorporados al diseño correspondiente para la máquina de prototipos rápidos; lo anterior, debido a que como se mencionó previamente, las piezas fabricadas están limitadas en sus dimensiones a los de la cámara de construcción de la

máquina (12 x 8 x 8 pulgadas, aproximadamente 20 x 20 x 30 cm). La figura 3.3.1 muestra un esquema conceptual de la modularidad de las estructuras de canalización lumínica para un módulo PDM.

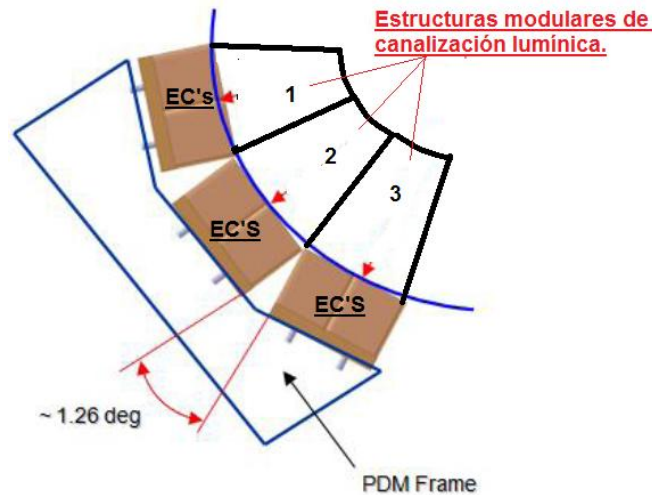


Figura 3.3.1. Estructuras de canalización lumínica modulares para el esquema PDM. La modularidad de este modelo permite su construcción a pesar de los límites dimensionales de la máquina de prototipo rápido Stratacys Fortus 200MC. Cada estructura se acopla mecánicamente a cada uno de los tres planos de las celdas elementales (EC's).

Entre las ventajas que ofrece la modularidad de las estructuras de canalización de luz y su modo de acoplamiento, se encuentran las de satisfacer la curvatura del esquema PDM para la emisión de luz y la de omitir la necesidad de elementos de focalización/colimación como lo son las lentes; esto debido a que, el acoplamiento mecánico directo entre el plano de emisión y el plano de recepción de luz permite pensar en utilizar fibras ópticas con un diámetro menor o igual al de 2.88 mm previsto anteriormente.

Dadas estas condiciones y aunada la ventaja de que los tiempos de fabricación por parte de la máquina de prototipos rápidos son relativamente cortos (del orden de un día), se visualizó la ventaja de poseer realimentación en el diseño a plazos cortos y finalmente se decidió probar el principio de este modelo.

La prueba del modelo de canalización lumínica que atañe a este trabajo de tesis, dado que se tuvo acceso a un único Tubo Foto-Multiplicador Multi-Ánodo (MAPMT H7546B de Hamamatsu), consistió en la construcción de un conjunto de 8 canales, pensando en los 8 canales de un renglón de la MAPMT R11265-M64, la cual, es del tipo de tubos foto-multiplicadores que conformarán a la superficie focal del detector y por tal motivo en caso de tener éxito, ésta estructura deberá de ser caracterizada, antes de pasar a la construcción del modelo final, el cual, consistirá de 2300 canales.

Es importante mencionar que aunque las estructuras de canalización lumínica desempeñan una función imprescindible para las tareas del simulador de trazas, su presencia antes de explorar a la fuente LED para los rangos deseados, fue de vital importancia, ya que como se explicó durante el desarrollo del capítulo 2 del presente documento, la emisión de luz de forma directa hacia el MAPMT H7546B, daba origen a una región de trabajo no lineal y posiblemente en saturación, por lo que los niveles de fotones detectados no serían reales.

Desarrollo y construcción.

El método ideal considerado para el diseño y fabricación de las estructuras de canalización de luz, debió partir de conocer un número de fotones aproximado en el lóbulo de emisión del LED; esto, para un nivel de polarización típico en él y pulsos de control del orden de $1\mu\text{s}$ (orden de duración del GTU, ver capítulo 1). En una primera suposición, se esperaba que ese número de fotones fuera mayor que la cantidad emitida para el rango dinámico (0 a 300 fotones por GTU). A partir de conocer tal valor de fotones de emisión inicial y dada la apertura numérica típica del tipo de fibra óptica seleccionada, se establecería una distancia en la región de acoplamiento LED-fibra, de forma que el cono de aceptación de la fibra pudiera rechazar un determinado porcentaje de fotones respecto del valor original. Posteriormente, un “ajuste fino” a la salida del canal óptico sería modulado por una corrección del valor temporal del ancho de pulso designado a la emisión del LED.

Este método general para el diseño de la estructura de canalización lumínica, no pudo llevarse fielmente a cabo dado que no se pudo aproximar el valor típico inicial de fotones bajo las características de polarización y control temporal antes mencionadas. Deseablemente, si se hubiera contado con un sistema de adquisición multi-canal para la salida del MAPMT, se hubiera analizado, como se desarrolló en el capítulo 2, el valor de carga eléctrica entregado por los pixeles involucrados en la detección, para entonces estimar el número de fotones total de la proyección y establecer la distancia para la región de acoplamiento LED-fibra, como se mencionó en el párrafo anterior. Si la cantidad de fotones detectados denotara nuevamente una región de no linealidad o saturación en el sensor, se emplearía una etapa de atenuación; la cual, permitiría estimar en una región lineal, a la cantidad de fotones detectados y después corregir ese valor por el factor de atenuación.

Una segunda forma alternativa de conocer el número inicial de fotones, sería a base de haber caracterizado desde un inicio a todo el tubo Foto-Multiplicador con ayuda del canal del osciloscopio (64 canales del MAPMT); posteriormente durante la emisión de luz por parte del LED, se debería adquirir el valor de carga de canal en canal para los pixeles involucrados, tarea que además de ser inviable por la cantidad de tiempo requerido para este número de pixeles, no sería para nada estable, ya que el hecho de desconectar los cables de señal en un ánodo y conectar nuevamente en otro, ocasionaría un des-alineamiento en el detector y las condiciones de detección serían diferentes para cada re-conexión, generando una lectura de niveles erróneos en la adquisición.

Una tercera forma alternativa de conocer el número aproximado de fotones por parte del LED para sus condiciones de prueba (polarización típica y 1 μ s de emisión), sería a través de la integración de su lóbulo de emisión relativo. Es decir, a partir de la información que ofrece el fabricante del LED respecto de la intensidad de luz relativa en función del ángulo de observación de la fuente, y sabiendo que un nivel de detección sobre la superficie del detector empleado correspondería a la emisión generada a cierto valor angular, se escalaría dicho valor en la función de intensidad relativa para el ángulo antes mencionada. El inconveniente radicó en no contar con un sistema de alineamiento óptico que pudiera garantizar precisión en la orientación de la emisión hacia el detector; ya que, dado que el rango angular del lóbulo de emisión del LED es de unos cuantos grados (aproximadamente $\pm 7^\circ$), la simple inspección ocular incurriría en grandes errores de estimación. Por otra parte, lóbulo de emisión característico de un LED nunca es constante (el lóbulo

de emisión que suele caracterizar a un LED está modelado a base de promediaciones para muestras sobre giros de su eje óptico) y presenta ciertas fluctuaciones, las cuales, cuando se trata de niveles de su flujo nominal de luz (orden de milicandelas), no presenta graves inconvenientes, pero que, cuando se trata de solo unos cientos de fotones, no garantiza buena confiabilidad. [17]

Dados estos inconvenientes en el principio del método de diseño de la estructura de canalización, se decidió explorar en una primera fase, un esquema prototipo, el cual consistió en establecer la región de acoplamiento LED-Fibra por vía del contacto directo del “centro” del LED con la fibra óptica en cuestión, en donde a partir del proceso de construcción, se buscaría generar condiciones de estabilidad en el acoplamiento. De esta forma, tomando en cuenta la versatilidad de modulación de intensidad de un LED bajo un esquema electrónico de control, y en busca de explorar la respuesta de tal fuente para las condiciones de la misión (objetivo del capítulo 4 del presente trabajo de tesis), se decidió probar el control de intensidad del rango dinámico a partir de la modulación electrónica, únicamente por vía del dispositivo emisor.

Como se mencionó previamente, el primer objetivo consistió en elaborar un esquema de canalización lumínica, para un renglón del MAPMT R11265-M64 de Hamamatsu (sensor de la superficie focal del JEM-EUSO). Para ello, el instituto de Física de la UNAM donó una muestra de 1.5 m de fibra óptica tipo BCF98-Bicron, de la cual, dado que es una fibra plástica de centelleo, fue necesario saber su espectro de aceptación y su diámetro total, esto, para iniciar un modelo tipo CAD (diseño asistido por computadora) para la generación de los prototipos del modelo de canalización. La figura 3.3.2 muestra (a) las pérdidas de la fibra para la longitud de onda de transmisión y (b) una distribución del diámetro total de la fibra para la versión de 1mm de diámetro.

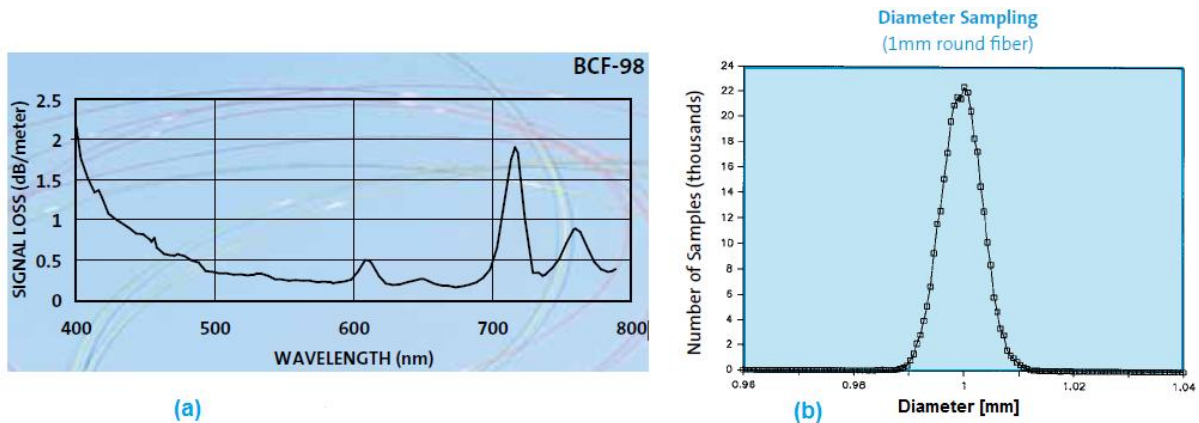


Figura 3.3.2. Se muestran las características de la fibra óptica de prueba empleada en el primer modelo de construcción del esquema de canalización lumínica BCF-98 de Bicon. (a) se muestran las pérdidas en (db/metro) para la longitud de onda de transmisión. (b) se presenta una distribución del diámetro de las fibras de 1mm.

El análisis de esta información fue esencial para proceder al diseño en formato CAD. En el caso particular de la distribución de los diámetros de la muestra de 1mm, se tuvo la seguridad de que la resolución de la máquina de prototipos rápidos no representaría ningún problema, ya que tal valor es de un poco menos de 0.2 mm y la incertidumbre en el diámetro de la fibra es de ± 0.01 mm.

Entonces, tomando en consideración las máximas dimensiones de construcción de la máquina de prototipos rápidos, el hecho de que la separación entre los centros de las fibras a la salida del plano de emisión debe de ser de 2.88 mm y las dimensiones del LED de prueba (VAOL-5EUV0T4), se procedió a realizar el diseño de la pieza de canalización lumínica. Es importante señalar que el hecho de que el plano de emisión requiera de 8 canales para la fibra separados a 2.88 mm entre sí y el hecho de que las fuentes que iluminan cada canal de fibra son LED's de 5.9 mm de longitud lateral, implicó cierta curvatura en los canales para acoplar ambas dimensiones.

El primer paso a desarrollar, fue la construcción del prototipo de un solo canal de esta pieza; esto, con la finalidad de conocer el proceso de interacción con la máquina de prototipos rápidos, y algunos aspectos tales como estimar el tiempo total para la fabricación, en su momento, del conjunto de los 8 canales.

Una vez comprobado el método de interacción con la máquina de prototipos, el siguiente paso consistió en el diseño del plano de acoplamiento de LED's, el cual debía cumplir con la función de acoplar el LED en contacto directo con la fibra óptica, proporcionar un alto nivel de fijación al LED dentro del recinto LED/FIBRA, e impedir el "cross-talk" de luz a los recintos vecinos. La figura 3.3.3, muestra el diagrama isométrico de las partes que componen al modelo total de canalización lumínica.

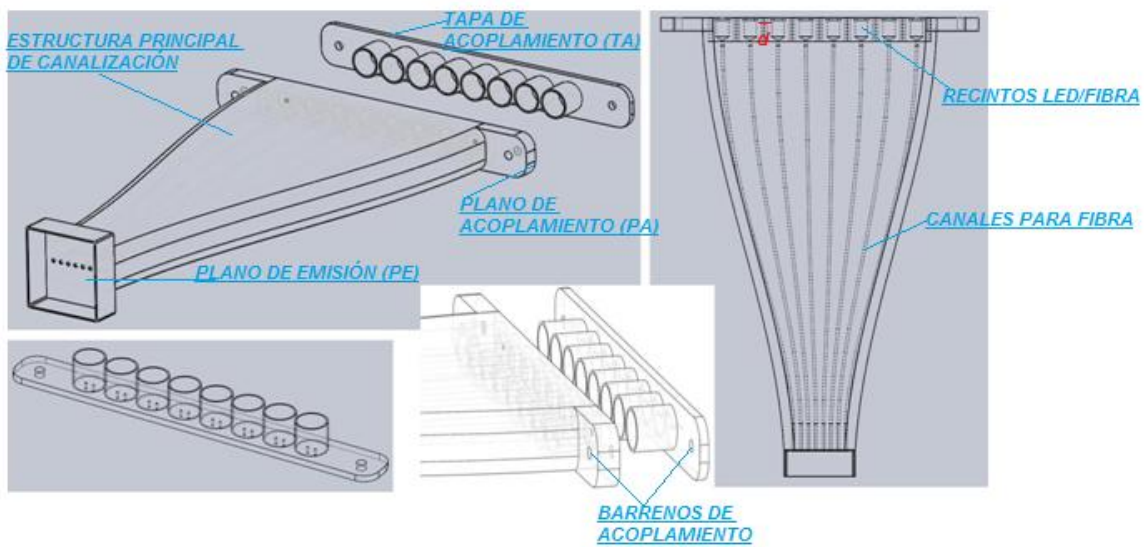


Figura 3.3.3. Modelo de canalización lumínica diseñado para caracterizar los 8 canales del MAPMT R11265-M64.

Como podemos ver en la figura anterior, el modelo de canalización lumínica está dotado de un **plano de emisión**, en el cual se han dispuesto las puntas de salida de la fibra óptica a una distancia de 2.88mm entre ellas y el cual será acoplado directamente a la superficie detectora del tubo fotomultiplicador. La separación entre fibras corresponde a la longitud de separación entre los centros contiguos de los pixeles del sensor. **La estructura principal de canalización** está encargada de dar soporte y protección a la fibra óptica BCF-98 de Bicon. El modelo posee también un **plano de acoplamiento**, el cual contiene a los recintos **LED/fibra** y a los cuales separa con una pared de 3mm de espesor del mismo material de construcción de deposición (ABS plus). Este plano de acoplamiento fue dotado de un perímetro rectangular al exterior de cada casilla de LED, esto, con la finalidad de que al incorporar una hoja de espuma *foamy* (Etileno Vinil Acetato) de color negro

entre el plano de acoplamiento y la tapa de acoplamiento, la superficie de la base del LED se encuentre aprisionada por una cama de este material, creando una barrera de luz. **La tapa de acoplamiento** tiene la función de crear una presión uniforme a todo el plano de acoplamiento, de manera que el plano de la base de los LED's, se oriente siempre paralelo al plano de acoplamiento y por lo tanto, sus ejes ópticos centrados hacia el propio centro de las fibras ópticas. Por otra parte, los recintos LED/fibra tienen la tarea de dar cabida al LED y con ayuda de las muescas de contorno con que fueron diseñados, limitar el grado de libertad de estos dispositivos sobre el plano de acoplamiento. La longitud y diámetro de los LED's fueron referenciados de su hoja de datos y comprobados con un calibrador vernier de 0.02 mm de resolución, de manera que el recinto fue dimensionado para que la punta de la superficie del LED, hiciera contacto con la fibra óptica contenida en los **canales para fibra**. Es importante mencionar que la tapa de acoplamiento y el plano de acoplamiento fueron dotados de dos pares de barrenos cada uno, espacialmente sincronizados, de manera que se pudiera asegurar la junta mecánicamente.

Al término del diseño anteriormente descrito, el paso siguiente fue el de impresión por vía de la máquina de prototipos rápidos Stratacys Fortus 200MC. Una vez fabricada esta pieza, se inició el proceso de ensamblaje del modelo de canalización lumínica, incorporando para ello a las fibras ópticas, a los elementos LED y a la hoja de espuma *foamy*.

Dicho proceso de ensamblaje jugó un papel muy importante ya que como el requisito lo exige, es necesario crear estabilidad, tanto en el acoplamiento LED/fibra, como en la posición final de las fibras sobre el plano de emisión. Por ello el primer paso consistió en cortar las fibras ópticas con un pequeño excedente para cada uno de los 8 canales. Después fueron introducidas las fibras ópticas desde el plano de emisión hacia el plano de acoplamiento del modelo de canalización y, empleando pegamento epóxico, se cubrieron las paredes dentro de los canales para fibra, tanto en el lado del acoplamiento como en el de la emisión. La figura 3.3.4 muestra dicha parte del procedimiento.



Figura 3.3.4. Se muestra el pegado de la fibra dentro de los canales designados. El epóxico fue aplicado tanto del lado de emisión, como del lado de acoplamiento.

Después de unos cuantos segundos, fue introducido el LED dentro del recinto a la vez que empujaba la fibra hacia el lado de emisión; lo anterior, con el objetivo de acoplar para una posición final al dispositivo con la fibra óptica, asegurando el contacto pleno aún para otro LED de la misma familia. Ver figura 3.3.5.

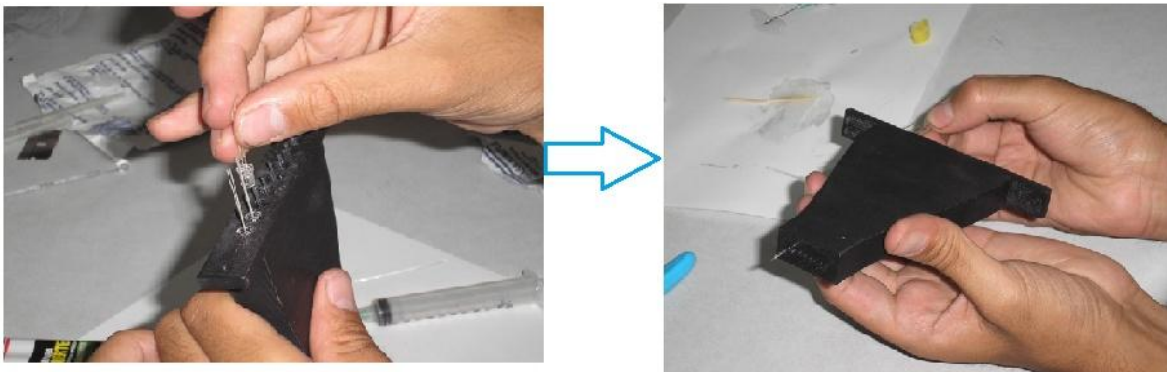


Figura 3.3.5. Se muestra el método de posicionamiento final de la fibra óptica dentro del recinto LED/fibra, en busca de asegurar el contacto entre estos elementos.

Finalmente se recortó cuidadosamente el excedente de las fibras por el lado del plano de emisión para poder someterlo por completo a un proceso manual de pulido.

3.4 CARACTERIZACIÓN DEL MODELO DE CANALIZACIÓN LUMÍNICA.

Una vez finalizado el proceso de ensamble del modelo de canalización lumínica, fue indispensable caracterizarlo para conocer su comportamiento. En primer lugar fue necesario saber la cantidad de luz que cada uno de los 8 canales permite acoplar de su fuente LED y las pérdidas inherentes que cada fibra óptica imprime al conducir la luz desde el plano de acoplamiento hasta el plano de emisión; es decir, la eficiencia total de cada canal óptico. En segundo lugar, fue muy importante saber la influencia entre canales del modelo de canalización lumínica; es decir, para el rango dinámico de luz necesario que cada canal en particular debe reproducir, se debe cuantificar la cantidad de luz que es debida al funcionamiento simultáneo de los canales vecinos; esta cuantificación es conocida como el “cross-talk” lumínico.

EFICIENCIA.

Esta medición indica la cantidad de luz que cada canal entrega en el plano de emisión, respecto de un total emitido en el plano de acoplamiento. Para el caso particular de nuestro modelo de canalización, una cantidad de luz se confina dentro de la fibra óptica, mientras que otra gran porción se radia a través del material de la estructura de soporte.

Para llevar a cabo esta caracterización, fue empleado un medidor de potencia óptica modelo LabMASTER ULTIMA de la marca COHERENT.

El procedimiento de caracterización de la eficiencia de los canales constó de varias etapas. En un principio se estableció un nivel fijo de polarización para la respuesta del LED. Dado que la intensidad nominal de emisión lumínica del LED empleado ocurre para una corriente directa de 20 mA, se fijó un punto de emisión constante para 10mA, esto con la finalidad de ubicar la emisión a un punto medio de la capacidad del LED y así reducir la probabilidad de algún comportamiento inapropiado de parte de la fuente al ser operada a su nivel máximo nominal de emisión. La figura 3.4.1 muestra la relación de intensidad lumínica relativa y corriente de polarización del LED **VAOL-5EUVT04** empleado.

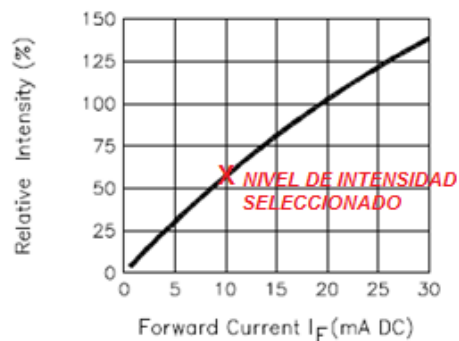


Figura 3.4.1 Intensidad relativa vs. Corriente de polarización para el LED VAOL-5EUVT04 empleado.

Una vez establecido el punto de operación de la fuente LED, se realizó un muestreo de la potencia óptica detectada directamente por parte del instrumento de medición para 30 LED's de dicha familia. Los valores reportan que la fuente es estable en este punto de operación, con una media de emisión de 5.24×10^{-3} [W] y una desviación estándar de 2.20×10^{-6} [W]. Posterior a ser establecidos los valores de emisión directa, se acopló una serie de 8 LED's para los correspondientes 8 canales del modelo de canalización y se obtuvieron nuevamente el valor promedio de potencia y la desviación estándar a la salida de cada canal, para entonces, ser comparados con los valores inicialmente establecidos. Este procedimiento se realizó para 20 series de 8 LEDs. Los resultados obtenidos se muestran en la siguiente figura.

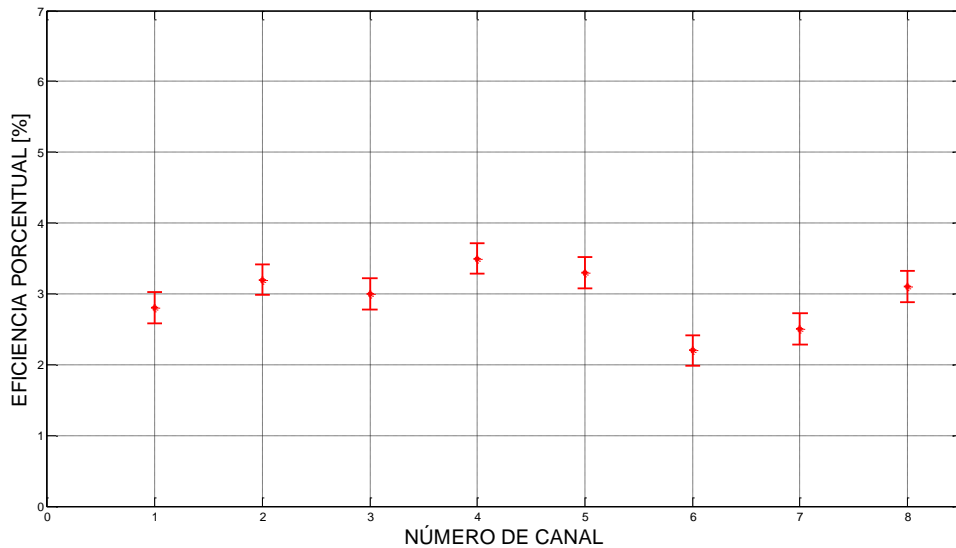


Figura 3.4.2. Eficiencia relativa para cada canal del modelo de canalización lumínica (20 muestras).

Este resultado nos indica que del 100% de luz emitida por la fuente en cada recinto LED/fibra, alrededor del 3% de luz se emite a la salida de la guía; para lo cual, el 97% complementario se pierde en acoplamiento dentro recinto y pérdidas por propagación a lo largo de la fibra. Es importante indicar que la longitud de onda de prueba fue de 405nm, para la cual, la fibra óptica BCF-98 Bicron con que se ha realizado el prototipo, presenta su máximo nivel de pérdidas. Ver figura 3.3.2.

Para realizar correctamente estas mediciones fue necesario conocer el medidor de potencia óptica empleado. El instrumento LabMASTER Ultima de COHERENT es un medidor de potencia/energía óptica bastante versátil. Su diseño comprende un control por microprocesador, el cual le proporciona la capacidad de identificar el tipo de detector que le ha sido conectado para realizar una calibración preliminar. Debido a que incluye un modo de operación para análisis de fuentes láser, su rango de potencia va desde un nW hasta el orden de kW's, por vía de su función de atenuación. Del mismo modo, dependiendo del tipo de sensor compatible que le haya sido conectado, su rango de longitud de onda va de los 400nm hasta los 1100nm. Al indicarle el valor de la longitud de onda por medir, el LabMASTER realiza una corrección a la curva de respuesta del sensor en cuestión, con lo cual garantiza mediciones con menos del 3% de error total. Está dotado de funciones de estadística,

información en tiempo real y análisis operacional para medición simultánea de los dos canales que posee. Este instrumento cuenta con interfaces de comunicación RS-232 y GPIB que permiten interactuar con él para fines de almacenamiento, graficación y análisis de datos. Posee un modo de impresión directa con compatibilidad para modelos Epson y HP. Está dotado un modo de alarma de protección por vía audible, la cual se dispara cuando la densidad de potencia óptica ha superado el límite correspondiente al sensor que se le ha conectado. Este instrumento posee una arquitectura de microprocesador actualizable. Si se le conecta el cabezal adecuado, posee la función de alineamiento de haz por cuadratura, la cual indicará cuando la emisión de luz es coplanaria al detector del instrumento. Esta función es sumamente útil al trabajar con láseres. Incorpora una función de almacenamiento de datos en periodos temporales que van desde 20 segundos hasta 99 horas. Finalmente la combinación de la tecnología de detector inteligente y la información de posicionamiento de láser, proveen al sistema de una alta precisión, con menos de un error del 3% (incluida la digitalización y detector combinados.)

Por otra parte, el sensor compatible utilizado con este instrumento de medición, fue el tipo LM2-VIS de silicio, cuya región de detección va de los 400 nm a los 1060 nm para un diámetro de detección activa de 8mm y tiene capacidad de realizar mediciones de hasta 30mW de potencia con una resolución de 1nW.

Es importante mencionar que las mediciones directas del LED al sensor fueron realizadas sobre una base horizontal, introduciendo el LED directamente al receptáculo con que está dotado el LM2-VIS para garantizar la proyección de todo el lóbulo de emisión sobre el área activa de detección. La figura 3.4.3 muestra una imagen durante éste proceso de medición.

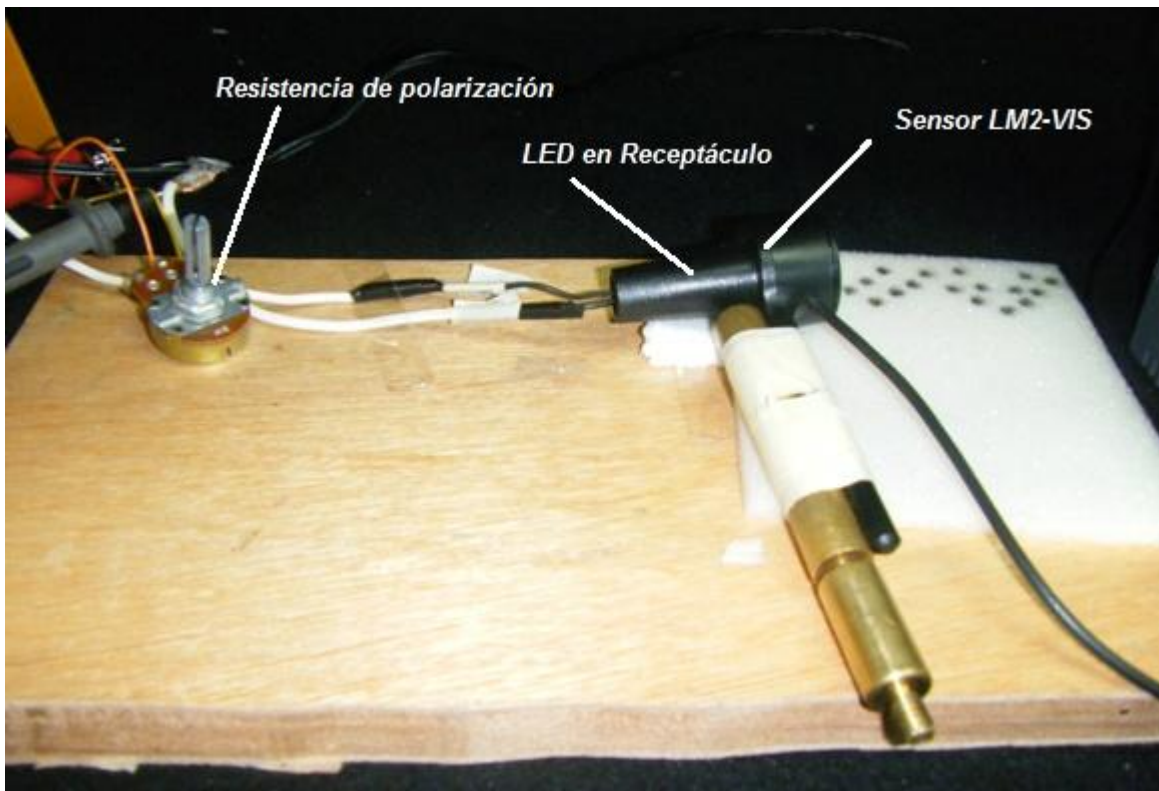


Figura 3.4.3. Medición directa de la potencia óptica del LED para 10mA de corriente.

Posteriormente, el experimento fue cubierto por una manta de color negro y medido en ausencia de luz de recinto dentro del cuarto oscuro del laboratorio de detectores del ICN de la UNAM. Figura 3.4.4.

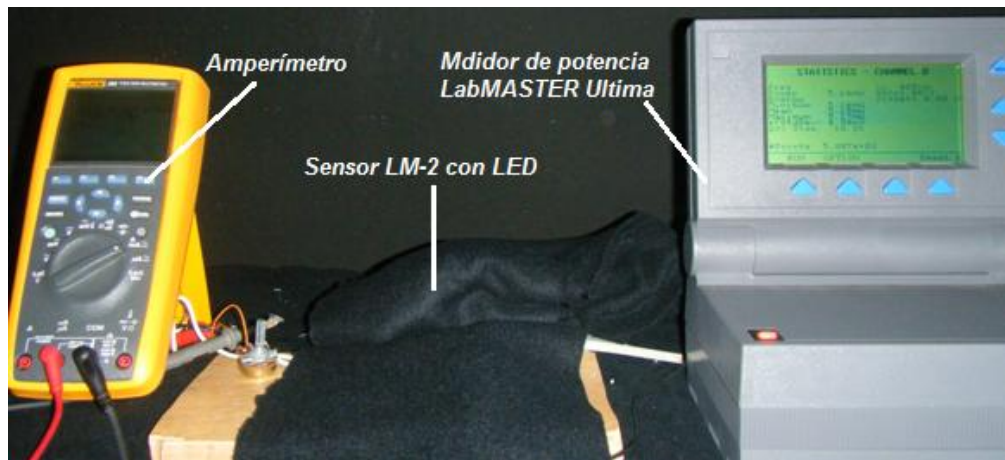


Figura 3.4.4. Este experimento fue realizado en ausencia de luz del recinto.

Finalmente, se apartó el receptáculo de la superficie de detección y se efectuaron las lecturas del nivel de intensidad de luz a la salida de cada canal del modelo de canalización; esto, para las 20 series de 8 LEDs y bajo las mismas condiciones de oscuridad. Ver figura 3.4.5.

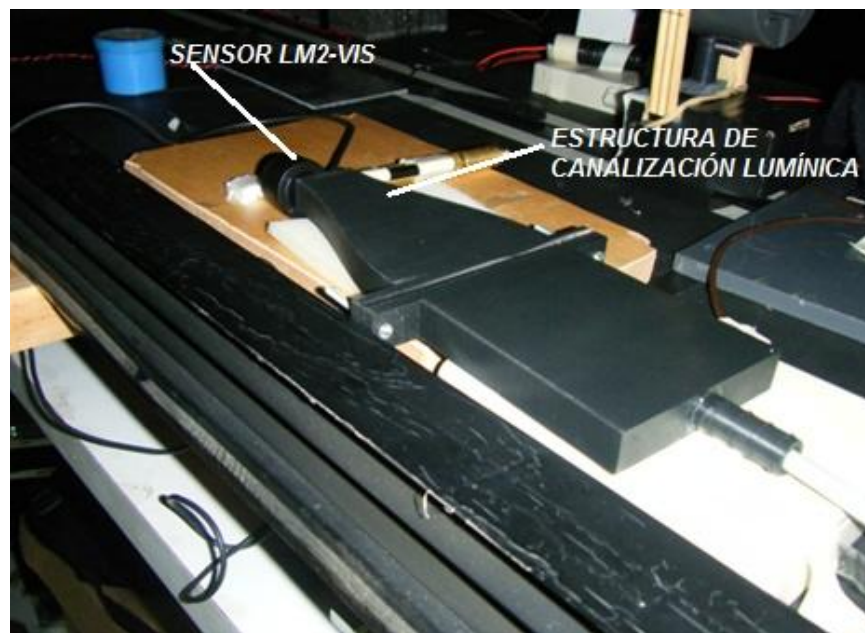


Figura 3.4.5. Medición de potencia a la salida de cada canal del modelo, para las mismas condiciones de emisión en la fuente. Se efectuaron 20 muestras por cada canal.

“CROSS-TALK”.

La medición del “cross-talk” entre canales, refiere la cantidad de luz con que los canales vecinos influyen sobre un canal en particular; es decir, es la cantidad de luz no deseada sobre un canal y que es debida al funcionamiento de los canales adyacentes. Es importante mencionar que para realizar esta medición primero fue necesario realizar la exploración del dispositivo LED seleccionado (capítulo 4) para los rangos dinámicos temporales y de intensidad requeridos y, posteriormente, su calibración; esto, para conocer las características de modulación necesarias para lograr el máximo nivel de intensidad (300 fotones en un GTU) y por tanto, poder medir la máxima influencia lumínica entre canales. Por lo anterior, el lector puede continuar revisando este apartado o proceder con el curso de los siguientes capítulos indistintamente.

Así mismo es importante señalar que la medición del “cross-talk” fue efectuada directamente en el sensor MAPMT H7546B empleado; lo anterior, para poder estimar estas intensidades en términos de fotones directamente. Para ello fue utilizado el pixel número 28 designado por el fabricante y que fue caracterizado en el desarrollo del evento “single-photo-electron” en el capítulo 2 del presente trabajo de tesis, ya que, por su ubicación geométrica, permitiría realizar mediciones tanto para canales por la derecha como para canales por la izquierda del canal bajo estudio.

Para poder efectuar el alineamiento del pixel seleccionado con el canal de emisión, se implementó a base de material reciclado (acrílico y aluminio) una plataforma de posicionamiento, la cual, tiene la función sujetar al MAPMT por tres de sus lados, impidiendo su movimiento y exponiendo su plano de detección para efectuar mediciones sin ruido debido al desplazamiento mecánico. Para alinear el renglón del *plano de emisión* del modelo de canalización lumínica con el renglón del pixel del sensor, se dotó a esta plataforma con *una base móvil de ajuste por tornillo* para el eje de la altura, con paso de 1mm de desplazamiento, de forma que, a partir de medir la altura del renglón del pixel respecto de la base, por medio del calibrador vernier de 0.02mm de resolución, se pudo ajustar tal nivel de altitud por vía de giros distribuidos en los 4 *tornillos de ajuste*. Posteriormente por medio de un *indicador de nivel*, se muestreaba la pendiente para los dos ejes del plano de la base móvil. En cuanto a la alineación de la columna del pixel en cuestión con el canal de emisión del modelo, se dotó a la estructura principal de canalización con muescas separadas a 2.88mm (longitud de

separación entre fibras sobre el plano de emisión) y sincronizadas espacialmente con el eje de salida de las fibras ópticas en dicho plano, de manera que, medida la distancia (con el calibrador vernier) desde el perímetro externo del MAPMT hasta el centro de la columna del pixel en cuestión, se centraba el número de muesca correspondiente al centro de la columna del pixel . Finalmente se colocaba una tapa en la parte superior de la guía de luz, la cual a base de **anclaje por tuerca**, ejercía presión sobre la guía para evitar corrimientos laterales indeseados. La figura 3.4.6 muestra la plataforma de posicionamiento aún sin la guía de luz.

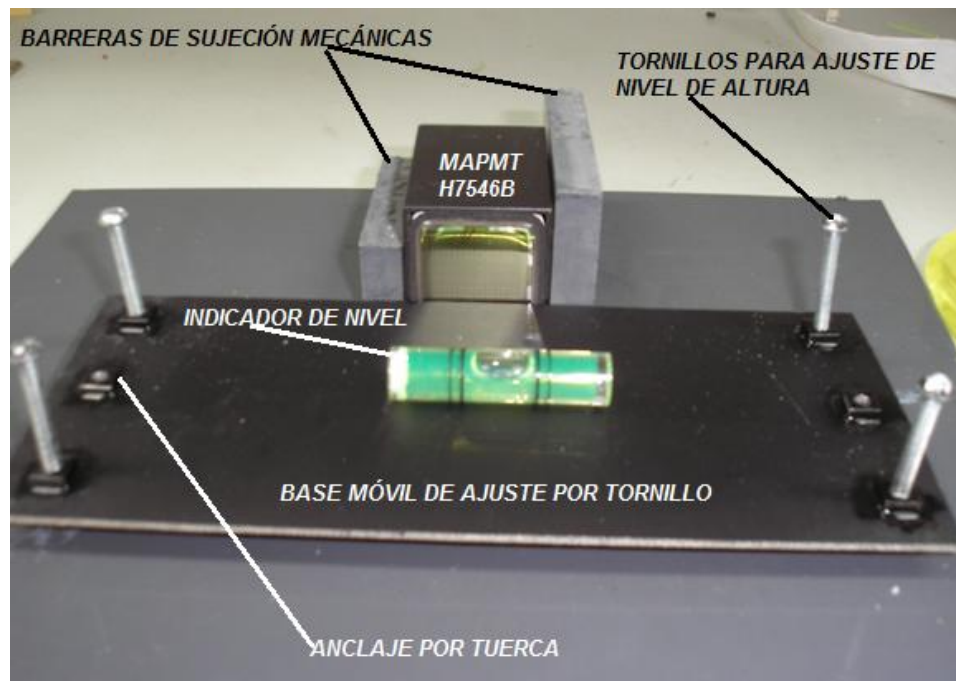


Figura 3.4.6. Plataforma de posicionamiento para la alineación entre pixeles del detector y los canales del plano de emisión del modelo de canalización de luz.

La figura 3.4.7 muestra la plataforma de posicionamiento dentro de la caja oscura en proceso de medición de “cross-talk” entre canales.



Figura 3.4.7. Plataforma de posicionamiento durante medición del “cross-talk”.

Fue entonces que por medio de la plataforma de posicionamiento se efectuó la medición del “cross-talk” para los ocho canales del modelo de canalización lumínica. Para ello se alineó cada canal al centro del pixel 28, y posteriormente, a los demás canales exceptuando al alineado, y de uno por vez, se hizo pasar el nivel máximo de luz del rango dinámico modulado electrónicamente, como se verá en los capítulos siguientes (300 fotones). Finalmente se adquiría la señal generada en la salida canal alineado por la influencia de los canales externos y se estimaba el número de fotones por medio del mismo algoritmo dedicado a evaluar el evento “single photo-electron” del capítulo 2. Las figuras 3.4.8 a 3.4.15, muestran la influencia sobre cada canal debido a sus canales vecinos para el máximo nivel de emisión (300 fotones).

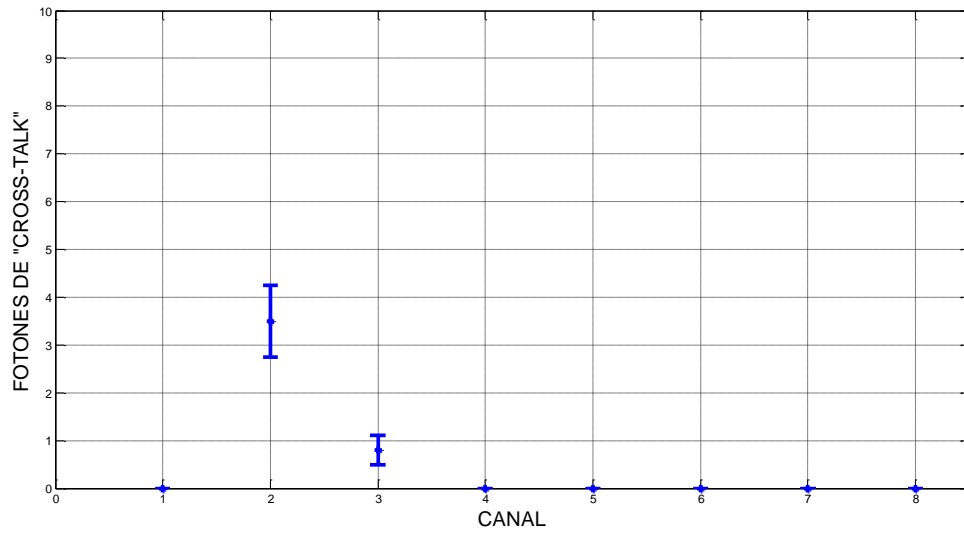


Figura 3.4.8. Máxima contribución de "cross-talk" lumínico (en fotones) de los canales adyacentes sobre el canal 1.

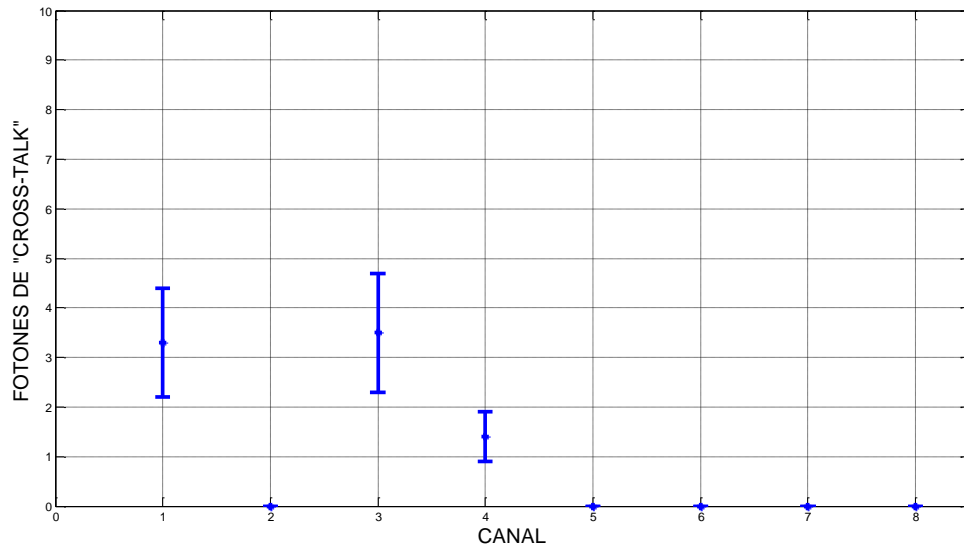


Figura 3.4.9. Máxima contribución de "cross-talk" lumínico (en fotones) de los canales adyacentes sobre el canal 2.

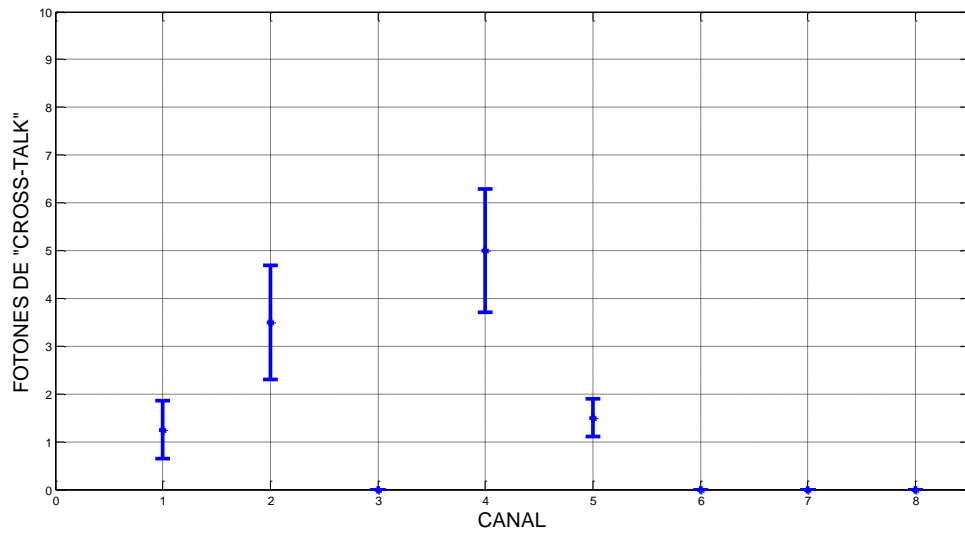


Figura 3.4.10. Máxima contribución de "cross-talk" lumínico (en fotones) de los canales adyacentes sobre el canal 3.

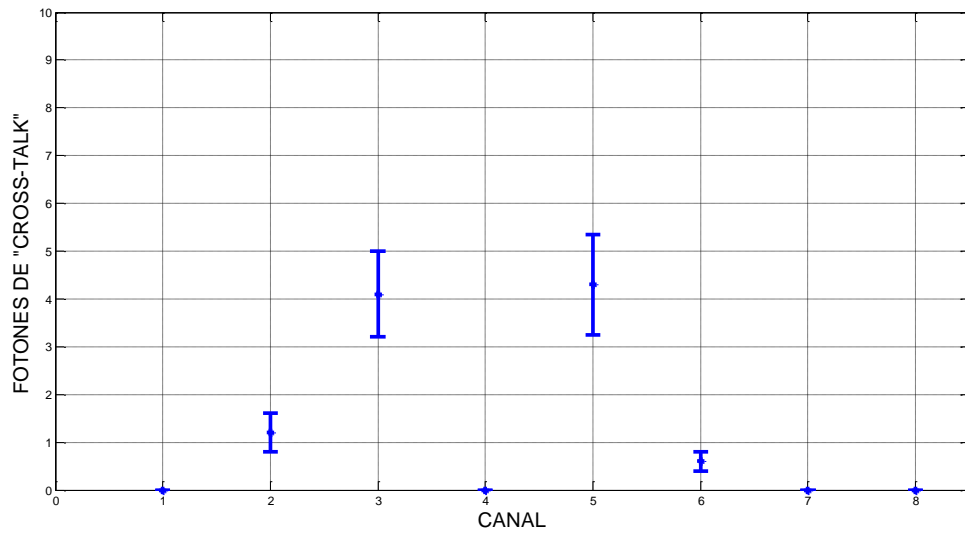


Figura 3.4.11. Máxima contribución de "cross-talk" lumínico (en fotones) de los canales adyacentes sobre el canal 4.

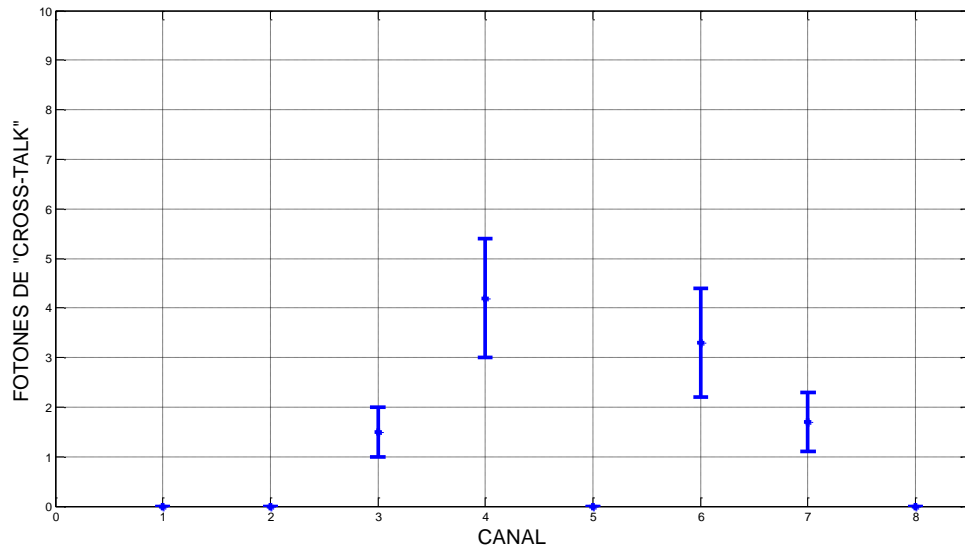


Figura 3.4.12. Máxima contribución de "cross-talk" lumínico (en fotones) de los canales adyacentes sobre el canal 5.

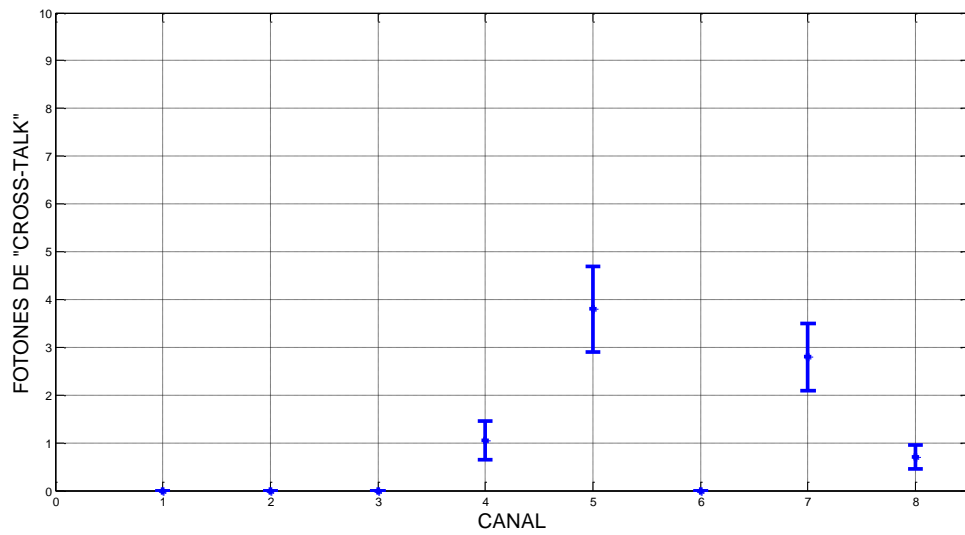


Figura 3.4.13. Máxima contribución de "cross-talk" lumínico (en fotones) de los canales adyacentes sobre el canal 6.

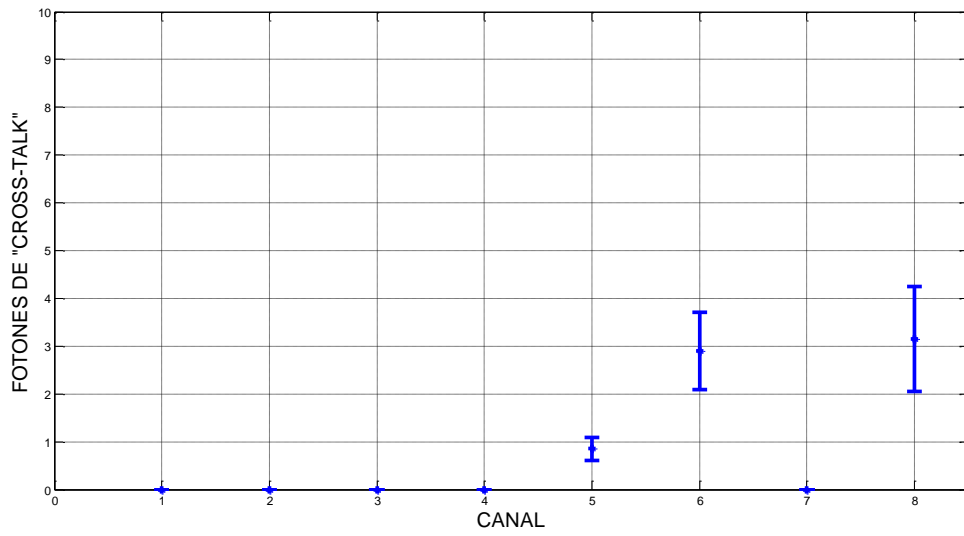


Figura 3.4.14. Máxima contribución de "cross-talk" lumínico (en fotones) de los canales adyacentes sobre el canal 7.

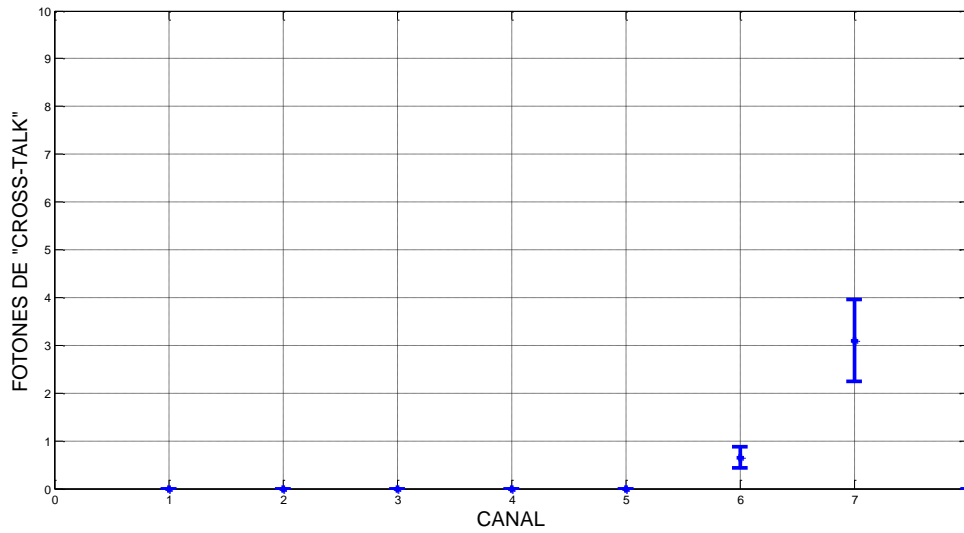


Figura 3.4.15. Máxima contribución de "cross-talk" lumínico (en fotones) de los canales adyacentes sobre el canal 8.

Finalmente, las figuras 3.16 y 3.17 muestran el “cross-talk” acumulado en cada canal, medido en términos de fotones y relativo al nivel máximo nivel de emisión del rango dinámico en cada uno de ellos (300 fotones), respectivamente.

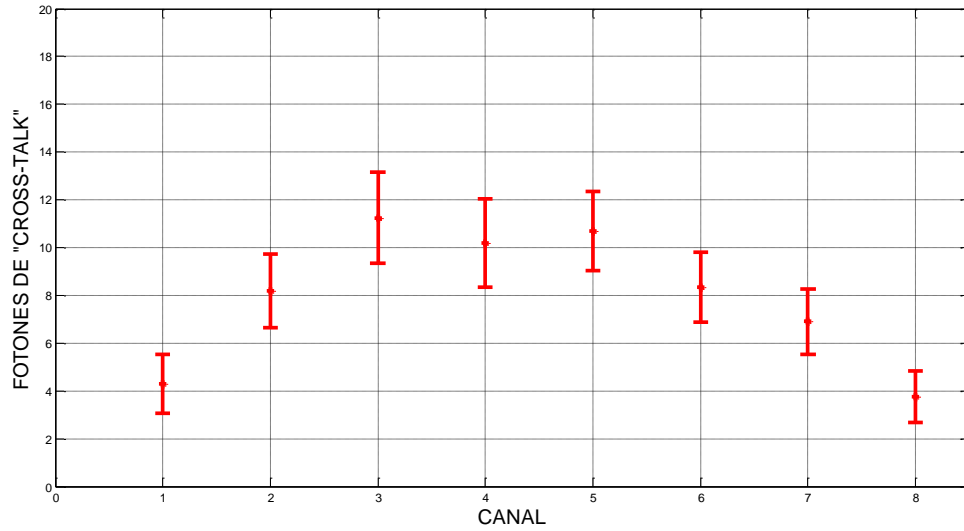


Figura 3.4.16. Máximo “cross-talk” (en términos de fotones) acumulado en cada canal.

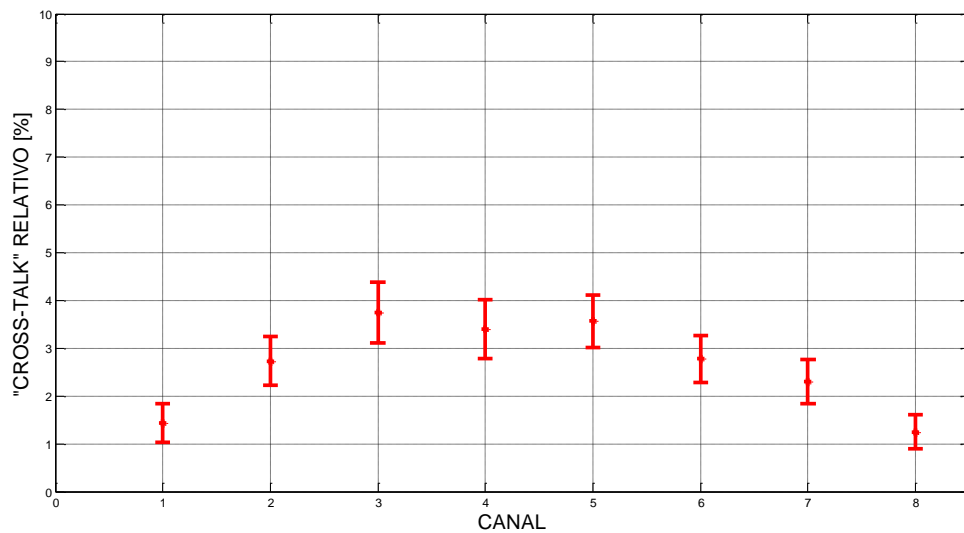


Figura 3.4.17. Máximo Cross-Talk (relativo) acumulado en cada canal.

Este último resultado nos indica que el “cross-talk” máximo esperado para el “Track-Flat” es menor al 4%, lo cual es bastante funcional pensando en que se trata de un nivel acumulado, es decir, si todos los canales emitieran el máximo rango dinámico simultáneamente (en orden de 300 fotones), aproximadamente un límite superior de 12 fotones se debería a la influencia de los canales adyacentes. Visto desde otro punto de vista, al menos el 96% de la señal del “Track-Flat” es efectiva. Por otra parte, aunque el nivel de pérdidas por acoplamiento y transmisión de la luz de los canales es bajo, (eficiencia de los canales del orden del 3%), se verá en el desarrollo del capítulo 4 y 5 del presente documento, que puede ser factible la construcción de las estructuras de canalización lumínica finales aún empleando la fibra óptica BCF 98 de Bicon, quien es el elemento responsable de las altas pérdidas de luz en este caso del “Track-Sim” como se mostró en la figura 3.3.2.

4. EXPLORACIÓN DE UN DISPOSITIVO LED COMO POSIBLE FUENTE LUMÍNICA PARA LOS RANGOS TEMPORALES Y DE INTENSIDAD REQUERIDOS.

Como se estableció previamente, la base fundamental del diseño del “Track-Flat” es sin duda alguna, el tipo de fuente seleccionada para su desarrollo. Tanto la tarea de implementar un esquema de modulación de intensidad de luz, como la de establecer un modelo de canalización lumínica que permita conducir las trazas ultra-violeta hacia los módulos detectores, han sido pensados hasta este momento adoptando como un candidato fuente a los Diodos Emisores de Luz (LED), esto por las bondades mencionadas en los apartados previos.

La importancia de saber si este tipo de tecnología es apta para los requisitos del “Track-Sim” (ver capítulo 1), ha dado lugar al desarrollo particular de este capítulo. En él, se han establecido una serie de pruebas de laboratorio a fin de garantizar cualidades como son: su espectro de emisión, rango de intensidad requerido (0 a 300 fotones por GTU), velocidad de respuesta (del orden de 2.5 μ s (GTU)), así como el poder establecer un esquema de control de intensidad, en caso de que los requisitos previos sean satisfechos.

4.1 TECNOLOGÍA LED.

Un Diodo Emisor de Luz (LED) es un semiconductor capaz de emitir luz cuando se le energiza adecuadamente. En cualquier unión de semiconductor $p-n$ con polarización directa, existe dentro de la estructura y principalmente cerca de la unión, una recombinación de huecos y electrones. El funcionamiento normal consiste en que, en los materiales que ofrecen conducción, un electrón al pasar de la banda de conducción a la de valencia, pierde energía; esta energía perdida se puede manifestar en forma de un fotón desprendido, con una amplitud, una dirección y una fase aleatoria.

El que esa energía de pérdida, cuando pasa un electrón de la banda de conducción a la de valencia, se manifieste como un fotón desprendido o como otra forma de energía (calor por ejemplo), va a depender principalmente del tipo de material semiconductor. Cuando un diodo semiconductor se polariza directamente, los huecos de la zona p se mueven hacia la zona n y los electrones de la zona n hacia la zona p ; ambos desplazamientos de cargas constituyen la corriente que circula por el diodo.

Si los electrones y huecos están en la misma región, pueden recombinarse, es decir, los electrones pueden "ocupar" a los huecos. Todos los diodos desprenden cierta cantidad energía en el momento que los pares electrón-hueco se recombinan; es decir, cuando los electrones *caen* desde la banda de conducción (de mayor energía) a la banda de valencia (de menor energía). El color de la emisión dependerá de la altura de la banda prohibida (diferencias de energía entre las bandas de conducción y valencia), es decir, de los materiales empleados. En el caso del Silicio y el Germanio, el porcentaje mayor de energía que se desprende es en forma de calor y en una medida insignificante, se desprende luz emitida. En otros materiales, como el fosfuro de arseniuro de galio (GaAsP) o el fosfuro de galio (Gap), el número de fotones de energía luminosa es suficiente como para crear una fuente de luz altamente visible. Es importante mencionar que al proceso de emisión de luz mediante la aplicación de una fuente de energía eléctrica se le denomina *electroluminisencia*. La tabla 4.1.1 muestra la relación entre algunos materiales empleados en la fabricación de LEDs y su color de emisión.

<i>Compuesto</i>	<i>Color</i>	<i>Long. de onda</i>
Arseniuro de galio (GaAs)	Infrarrojo	940nm
Arseniuro de galio y aluminio (AlGaAs)	Rojo e infrarrojo	890nm
Arseniuro fosfuro de galio (GaAsP)	Rojo, anaranjado y amarillo	630nm
Fosfuro de galio (GaP)	Verde	555nm
Nitruro de galio (GaN)	Verde	525nm
Nitruro de galio e indio (InGaN)	Azul	450nm
Carburo de silicio (SiC)	Azul	480nm
Diamante (C)	Ultravioleta	
Silicio (Si)	En desarrollo	

Tabla 4.1.1. Relación entre materiales empleados en la fabricación de LEDs y el color de su emisión.

En el caso de que el diodo libere la energía en forma de radiación ultravioleta, se puede conseguir aprovechar esta radiación para producir radiación visible, mediante sustancias fluorescentes o fosforescentes que absorban la radiación ultravioleta emitida por el diodo y posteriormente emitan luz visible. Por otra parte, como se muestra en la figura 4.1.1 con su símbolo gráfico, la superficie conductora que se encuentra conectada al material *p* es mucho más pequeña, con el objeto de permitir la emisión del máximo número de fotones de energía luminosa.

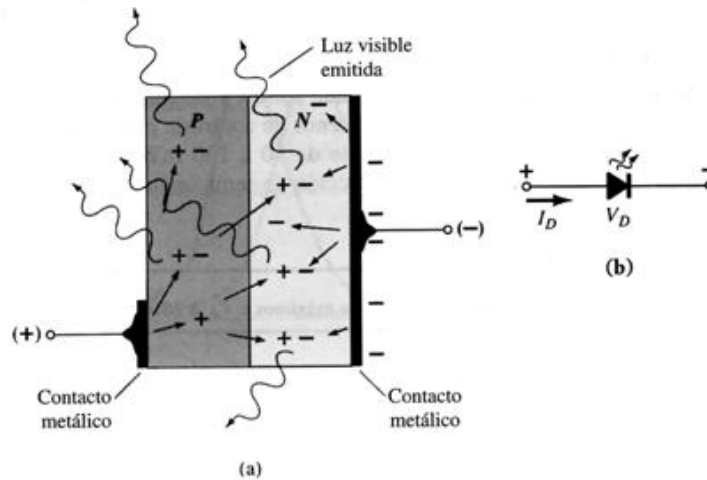


Figura 4.1.1. (a) Se ilustra la recombinación de pares electrón/hueco de una unión p-n. Se observa que el contacto metálico en la zona p es de menor tamaño respecto al de la zona n; esto con objeto de emitir más energía en forma de fotones. (b) se muestra el símbolo representativo del dispositivo LED.

Observe en la figura 4.1.1 que la recombinación de los portadores inyectados, debido a la unión con polarización directa, provoca una emisión de luz en lugar de una recombinación. Desde luego puede existir cierta absorción de los paquetes de energía fotónica en la misma estructura, sin embargo, un alto porcentaje será capaz de escapar, como se señala en la figura.

Por su parte, la figura 4.1.2 muestra una de las geometrías más comunes para la construcción de LEDs.

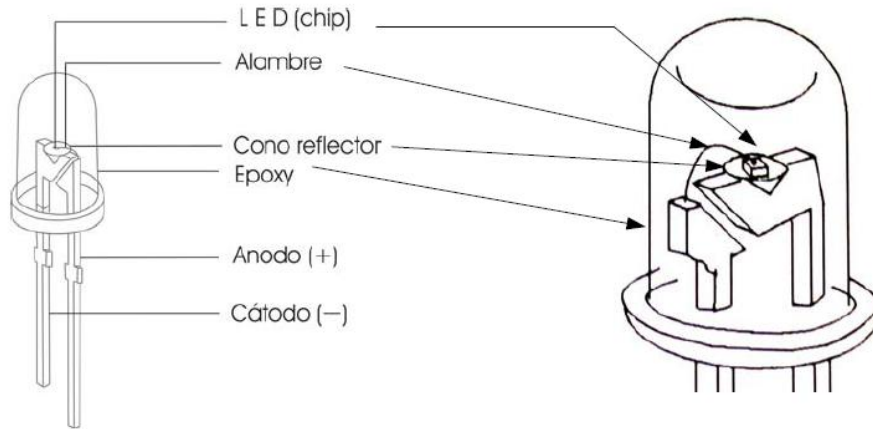


Figura 4.1.2. [19] Geometría y detalle de la disposición de un LED típico de 5mm en encapsulado T1-3/4.

En el caso de la emisión, el patrón de radiación está definido por tres parámetros: las posiciones relativas del chip (LED) y el cono reflector, la forma del domo del epoxy y la presencia de un difusor en el epoxy. En los LEDs de epoxy transparente, los dos primeros factores predominan en el patrón de emisión. En los LEDs difusos, las características del difusor predominan sobre los otros factores. El chip LED tiene un área típica de $250 \times 250 \mu\text{m}$. Su parte inferior se encuentra pegada con epoxy a una cavidad cónica reflectora que es parte del cátodo, y la parte superior del chip está conectada al ánodo mediante un conductor muy delgado de oro de $25 \mu\text{m}$ de largo (figura 4.1.2). Ambas terminales, el chip y el alambre de oro, están encapsuladas en epoxy, cuya función además de proteger y mantener unido el arreglo, es la de determinar la distribución espacial de luz y funcionar como filtro óptico. [19].

Es importante señalar lo siguiente. Una candela emite un flujo de luz de 4π lúmenes y crea una iluminación de una candela/pie sobre un área de 1 pie cuadrado a una distancia de un pie de la fuente de luz. Por otra parte, el término *eficiencia* es por definición una medida de la capacidad que tiene un dispositivo a producir cierto efecto. Para el caso del LED la eficiencia es la razón del número de lúmenes generados por energía eléctrica aplicada. La eficiencia relativa se define como

la intensidad luminosa por unidad de corriente. Debido a que el LED es un dispositivo de unión p-n, asumirá una característica de polarización directa similar a la curva de respuesta del diodo (figura 4.1.3). Observe el incremento prácticamente lineal de la intensidad luminosa relativa en función de la corriente directa. (Figura 4.1.4).

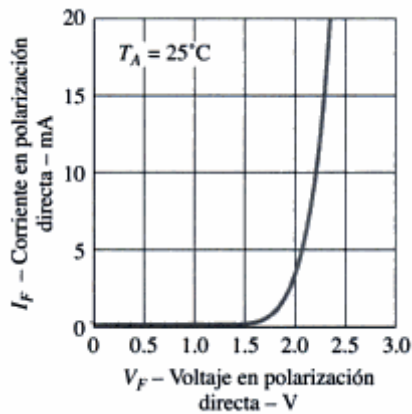


Figura 4.1.3. Comportamiento de la polarización directa de un dispositivo LED. Dada su naturaleza p-n, se observa un comportamiento similar al del diodo.

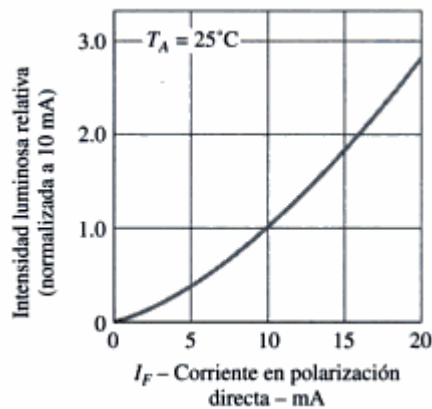


Figura 4.1.4. Comportamiento de la intensidad luminosa relativa de un LED en relación con su corriente de polarización directa.

Los LEDs operan en rangos de voltaje de 1.7V a 3.3V, lo cual los hace completamente compatibles con los dispositivos de estado sólido. Cuentan con tiempos de respuesta rápidos (nanosegundos) y sus requerimientos de potencias son típicamente de 10 a 150mW con tiempos de vida de 100,000 horas. [20].

4.2 ESPECTRO DE EMISIÓN, PRUEBAS TEMPORALES Y DE INTENSIDAD.

La primera tarea consistió en identificar los posibles LED's candidatos para realizar las pruebas de caracterización necesarias. Para ello fue importante tomar en cuenta que el espectro de emisión final del "Track-Sim" debe estar dentro del rango de los 330nm a los 400nm. Aunado a ello, fue conveniente ubicar distribuidores locales con la finalidad de agilizar las pruebas.

Se identificó entonces a la familia de LED's VAOL de la marca VCC optoelectronics, destacando los siguientes modelos y sus principales características de búsqueda.

<i>MODELO</i>	<i>λ[nm]</i>	<i>Diámetro encapsulado [mm]</i>	<i>Intensidad Nominal [mcd]</i>	<i>Ángulo de Emisión [°]</i>	<i>Potencia nominal [mW]</i>
3GUV0Y4	405	3	120	30	120
5EUV0T4	405	5	200	15	120
3GUV8Y4	380	3	55	30	120
3EUV8Y4	385	3	72	15	120

Tabla 4.2.1. Características de comparación entre los LED's candidatos.

Dadas estas características, se realizó una cotización para obtener un lote de cada modelo; sin embargo, solo fue posible conseguir el modelo 5EUV0T4 por inexistencia en almacén, de manera que con objeto de no atrasar el desarrollo del proyecto se procedió a efectuar la compra.

Es importante hacer notar que se realizó la evaluación de la fuente LED para la muestra de los 405nm indistintamente, ya que las características de los modelos de 380nm y 385nm son muy similares; de manera que, en su momento, los resultados serán extensivos a tales modelos para la implementación del simulador de trazas final.

La primera prueba realizada al LED VAOL-5EUV0T4 fue la comprobación de su espectro de emisión. Para tal fin, el Centro de Ciencia Aplicadas y Desarrollo Tecnológico (CCADET) de la UNAM facilitó el instrumental y el recinto adecuados para efectuar tal caracterización. El instrumento empleado fue un espectrofotómetro modelo HR2000 CG-UN-NIR de la marca OCEAN OPTICS. Este instrumento tiene un rango de medición que va de los 200 a los 1100nm para una resolución espectral de 0.75nm.

Aunque el muestreo del dispositivo se llevó a cabo en oscuridad, fue necesario hacer un levantamiento de la intensidad del ruido de fondo para eliminarla del valor final de la muestra. Las figuras 4.2.1 y 4.2.2 muestran el resultado de tal prueba.

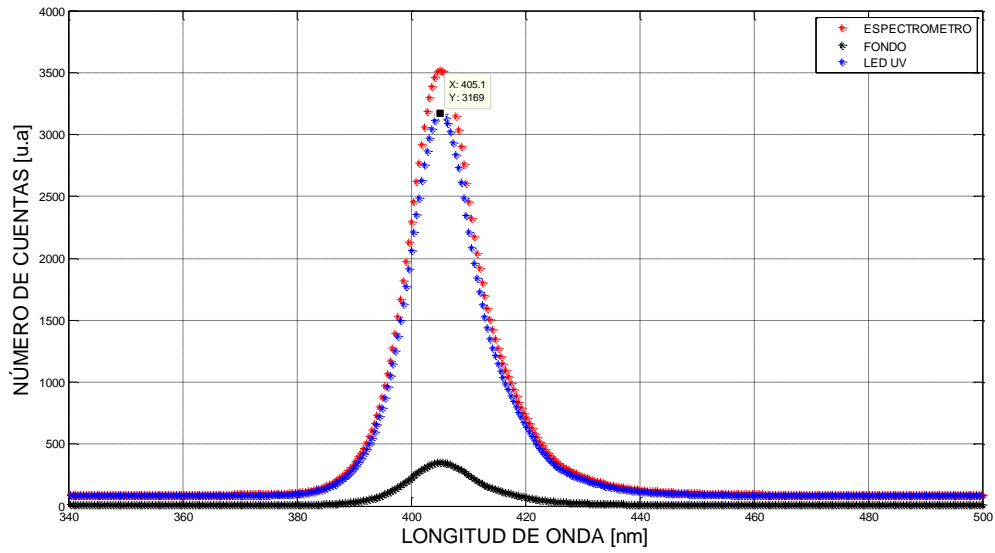


Figura 4.2.1. Distribución de la intensidad luminosa del LED VAOL-5EUV0T4 sobre su espectro de emisión. Las unidades del número de cuentas son arbitrarias [u.a].

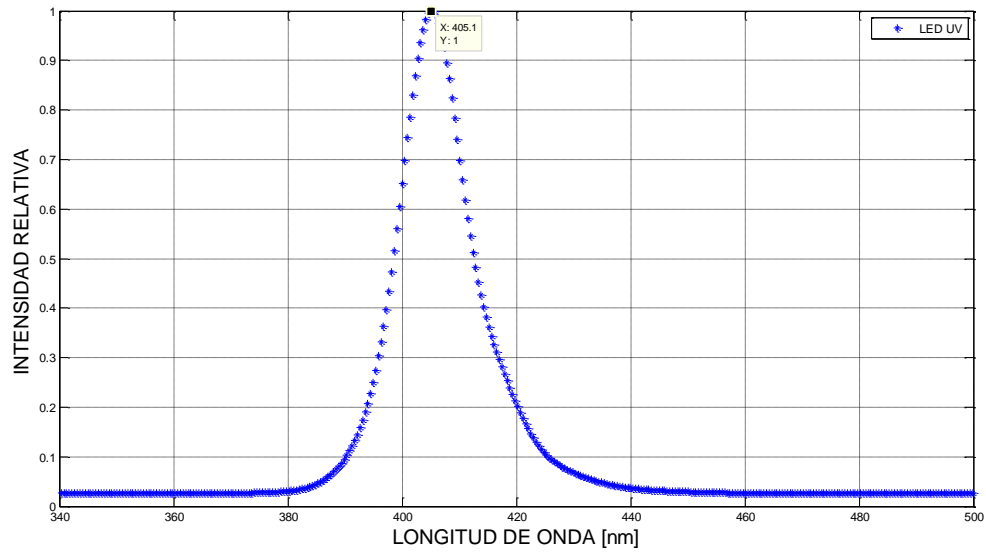


Figura 4.2.2. Distribución de la intensidad relativa del LED VAOL-5EUV0T4 sobre su espectro de emisión. Finalmente se observa que el máximo de la fuente se presenta a los 405.1nm, comprobando el valor del fabricante, cuyas hojas de datos se anexan al final del presente documento.

Por otra parte, las pruebas temporales y de intensidad necesarias se encuentran muy relacionadas dado el método de modulación pensado para controlar la intensidad del dispositivo LED. El método tiene su origen en la *modulación de ancho de pulso* (PWM por sus siglas en inglés) de una señal de energía. Ésta es una técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica (una senoidal o una cuadrada, por ejemplo), ya sea para transmitir información a través de un canal de comunicaciones o para controlar la cantidad de energía que se envía a una carga.

El ciclo de trabajo de una señal periódica es el ancho relativo de su parte positiva en relación con el período. Expresado matemáticamente:

$$D = \frac{\tau}{T}$$

donde:

D : ciclo de trabajo

τ : tiempo en que la función es positiva (ancho del pulso)

T : periodo de la función

Para el caso del simulador de trazas, un periodo toma $2.5\mu\text{s}$ y el valor del tiempo en alto de la función estará por definirse a partir de los resultados de la exploración de intensidad efectuada. Es importante mencionar que en ninguno de los dispositivos LED encontrados, el fabricante ha caracterizado su operación para un modo pulsado de menos de $100\mu\text{s}$ de ancho de pulso para periodos de 100 Hz, sin embargo, su comportamiento para voltajes nominales en la región activa, sugiere cierta linealidad en relación a su corriente para la misma región de operación del dispositivo. En el caso del LED VAOL-5EUV0T4, esta característica se muestra en la figura 4.2.3.

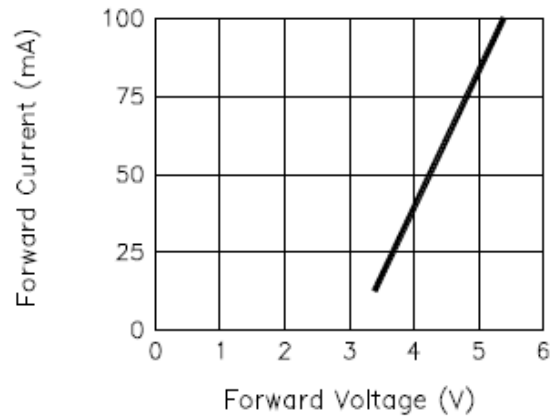


Figura 4.2.3. Pruebas pulsadas realizadas por el fabricante del LED VAOL-5EUV0T4 para un ciclo de trabajo del 1% y anchos de pulso de $100\mu\text{s}$. El eje horizontal representa el voltaje pico en polarización activa, mientras que el eje vertical representa la corriente para dicha región activa.

A partir de esta información, una propuesta inicial consistió en explorar al LED para una polarización pulsada con un valor de voltaje pico fijo dentro de la región activa típica y entonces variar el ancho temporal del pulso de voltaje. Se mediría finalmente su comportamiento en intensidad de emisión lumínica a través del sensor MAPMT H7546B. Dado que la relación de intensidad lumínica relativa de un LED puede aproximarse a un modelo lineal para su corriente en la región activa (ver figura 4.2.4), se pudo realizar esta exploración directamente en términos de fotones para obtener un modelo directo de tal comportamiento.

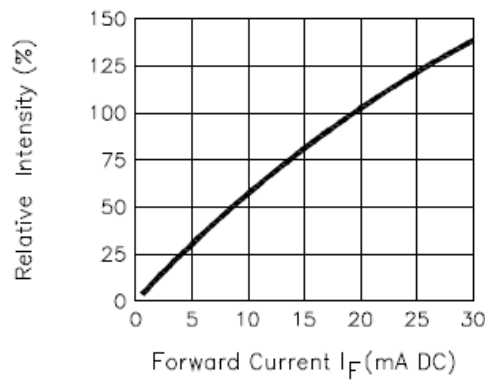


Figura 4.2.4. Relación entre la intensidad relativa del LED VAOL-5EUV0T4 para su corriente en la región activa. El eje vertical representa la intensidad lumínica relativa mientras que el horizontal representa el valor de la corriente en mA.

A partir de estas ideas fundamentales, se planteó el esquema de experimentación respectivo, el cual necesitaría un generador de señales con capacidad de reproducir pulsos tan temporalmente cortos como fuera posible (necesariamente $< 1 \mu\text{s}$ que es el orden temporal del GTU) para modulación del dispositivo, la fuente LED, la cual, con el objetivo de focalizar su emisión sobre el tubo fotomultiplicador H7546B y validar el rango dinámico buscado, sería evaluada a través del modelo de canalización lumínica desarrollado (capítulo 3); una fuente de polarización regulada de alto voltaje, un osciloscopio adquiridor y un computador para administrar la adquisición. Tal esquema experimental se muestra en la figura 4.2.5.

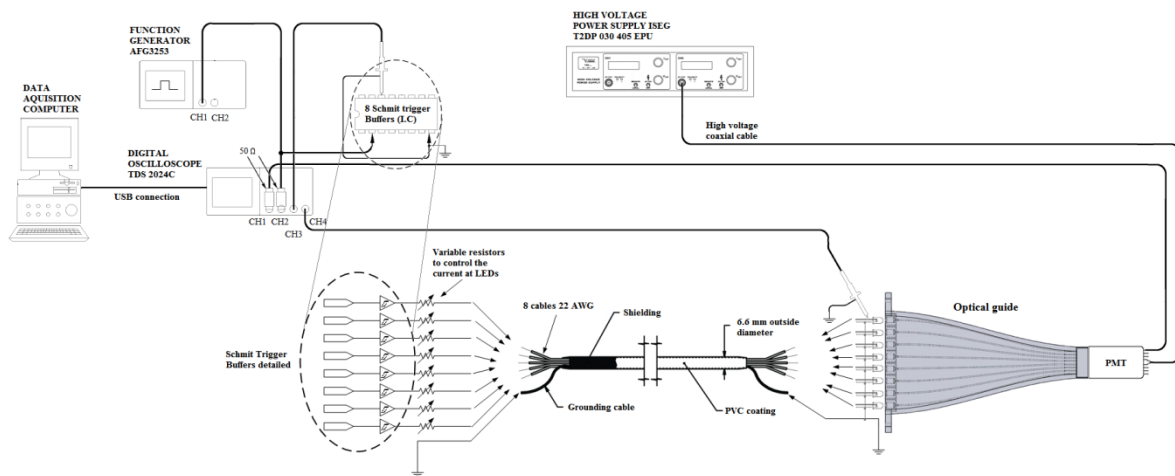


Figura 4.2.5. [21]. Esquema de experimentación empleado en la exploración temporal y de intensidad efectuadas al LED VAOL-5EUV0T4. Es importante mencionar que tanto el modelo de canalización lumínica como el PMT fueron ubicadas dentro del recinto oscuro desarrollado en el capítulo 1. (Ver figura 3.4.9).

Tanto la fuente de alto voltaje, como el generador de funciones, fueron los empleados en la caracterización del evento “single-photoelectron” (descritos en el capítulo 2). En cuanto al osciloscopio de adquisición se refiere, se empleó el modelo TDS 2024C de Tektronix, el cual presenta 4 canales digitales de 8 bits de resolución y un ancho de banda de 200 MHz para una frecuencia de muestreo de 0.5 ns.

Con la finalidad de no demandar potencia al canal del generador AFG 3252 e incurrir en un comportamiento erróneo o inclusive, ocasionar algún daño al equipo, este esquema de experimentación incorpora un circuito integrado “Buffer” modelo 74LS241, el cual tiene la función de suministrar corriente al LED para formas de onda con tiempos de levantamiento/asentamiento mayores a 12 ns (típicamente); por lo que en principio, la exploración del LED está limitada hasta los 15mA de salida de cada canal de este dispositivo, frecuencias del orden de 40 MHz máximas y anchos de pulso de modulación mayores a 24 ns (típicamente).

Por otra parte el pixel seleccionado para realizar estas mediciones fue el número 63 designado por el fabricante y que fue caracterizado para el evento “single-photoelectron” desarrollado en el capítulo 2. La forma de alineamiento entre el modelo de canalización lumínica y el correspondiente pixel, es el mismo empleado y descrito en el capítulo 3.

Así, bajo estas características, se realizó una primera exploración de 4 canales de nuestro esquema preliminar del “Track-Flat”; esto fue válido dada la simetría del modelo de canalización lumínica y en primera instancia, con el objetivo de optimizar el tiempo de desarrollo al obtener un comportamiento general antes que un comportamiento específico de cada uno de los ocho canales. La frecuencia de modulación fue seleccionada a 400kHz (periodo de 2.5 μ s del GTU). El rango de anchos de pulso en esta exploración y los resultados obtenidos se muestran en la siguiente figura 4.2.6.

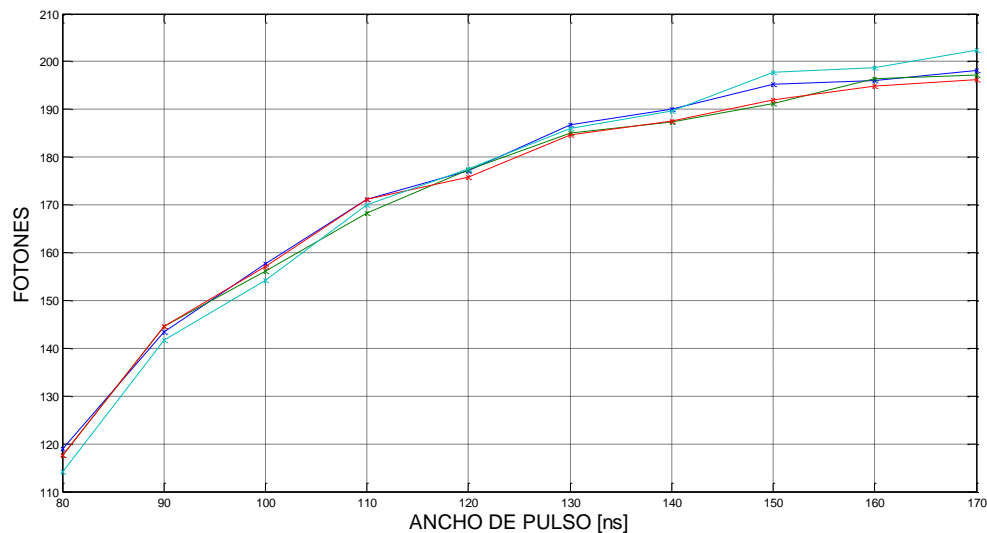


Figura 4.2.6. Primera exploración a 4 canales del esquema preliminar de “Track-Flat”.

A partir de analizar los resultados se tuvo una primer realimentación. En primer lugar, la fuente LED no presentó emisión lumínica para anchos de pulso menores a 80ns, pero el valor mínimo de emisión (80ns de ancho de pulso) era representado por un “off-set” inicial de más de 100 fotones de llegada. En segundo lugar, el incremento de ancho de pulso ocasionaba una detección ó emisión no lineal; sin embargo, dado que el “Buffer” de alimentación podía entregar hasta 15 mA nominales y sabiendo que la corriente nominal del LED es de 20mA (ver figura 4.2.4), lo más probable era que la no linealidad proviniera del sensor. Finalmente al medir el voltaje de pulso en terminales del LED, se comprobó un nivel de aproximadamente 3.1 Volts, por lo que, la no linealidad tampoco se debía a una corriente que colocara en el umbral de activación del LED.

Un segundo experimento fue necesario para comprobar estas conjeturas. Se decidió comparar el valor de la carga de salida del pixel del MAPMT con el área de carga inyectada al LED, dado que, en principio, la emisión de fotones por parte de este semiconductor es proporcional a la recombinación electrones-huecos, lo que nos hacía suponer, que la emisión de fotones debía ser proporcional a el flujo de carga en el dispositivo LED. Para ello se incorporó una resistencia en serie, de valor de 100 Ω , entre el “Buffer” 74LS241 y el LED, buscando obtener aproximadamente los 15mA de corriente al dispositivo. (Diseñado para los 5V de salida del “Buffer” y 3.3 Volts nominales de funcionamiento del LED). Una vez implementado el experimento, se emitieron pulsos

por parte del generador hacia el “Buffer” con valores cuyo rango temporal fue de 20ns hasta 200ns, mientras se adquiría la forma de onda del voltaje en las terminales de la resistencia. Al mismo tiempo, se adquirió la señal de salida del pixel del MAPMT. Cuando finalizó la adquisición se procesaron los datos para la comparación comentada, en donde básicamente se integraba la señal de corriente de las estructuras de carga del MAPMT durante la emisión del LED y se asociaba con el valor de integración de la señal de corriente del LED. El resultado fue el esperado y se muestra en la figura 4.2.7.

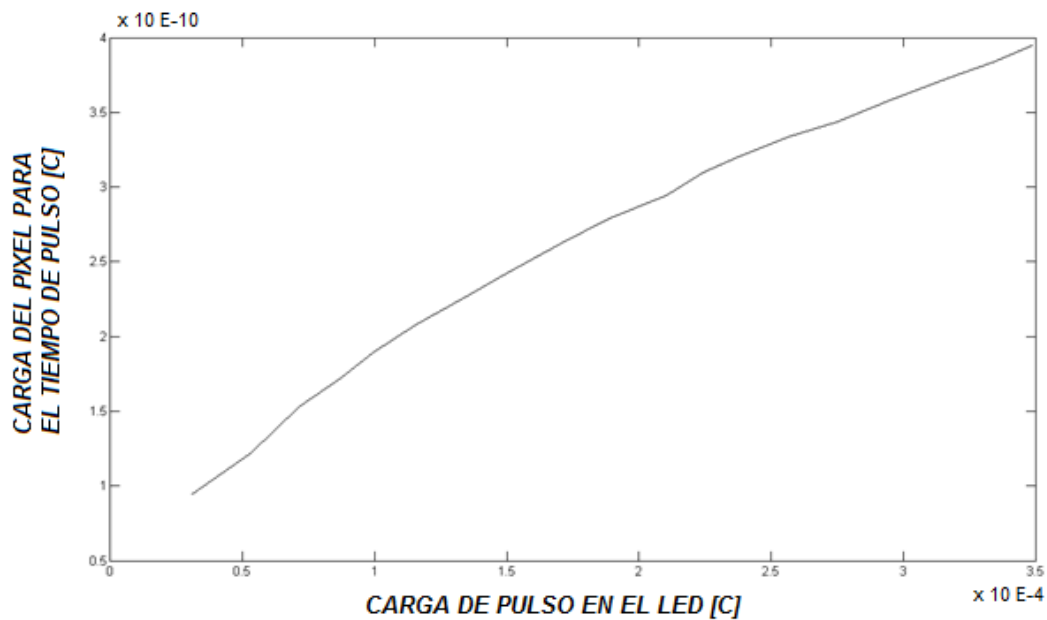


Figura 4.2.7. Relación existente entre la carga eléctrica empleada en la de emisión lumínica del LED y la carga eléctrica detectada en el MAPMT.

Este resultado abrió un panorama más amplio del entendimiento del fenómeno. El hecho de que en la primera exploración realizada a la fuente LED, la respuesta obtenida presentara una no linealidad, se debía a la cantidad de luz detectada por parte del sensor. Si bien en esta última prueba la corriente del LED fue nuevamente próxima a los 15mA con los que suponíamos que se saturaría el circuito “Buffer” cuando se conectó directamente al LED, el hecho de que en esta ocasión no se presentara nuevamente la no linealidad fue debido a la inclusión de la resistencia de sensado. Lo anterior se explica al saber que la salida nominal del “Buffer” tiende a los 5V de su polarización, por lo que al no encontrar otra carga más que la del LED, los pulsos estarían ocasionando al

dispositivo, o un nivel pico mayor a los 15mA o un gradiente de flujo de carga respecto al tiempo mayor, para la cual la MAPMT presenta esas no linealidades. Dado que el modelo electrónico de una unión PN incluye un comportamiento capacitivo, esta resistencia de sensado estaría funcionando como un complemento RC al dispositivo LED; es decir, la inclusión de la resistencia no solo limitaría la cantidad de corriente, sino influiría en el tiempo de dosificación de la misma mientras el pulso esté presente.

Dados estos resultados se decidió hacer una nueva exploración temporal y de intensidad en el LED, empleando esta vez la resistencia limitadora comentada. Se decidió probar este esquema inicialmente para un solo canal del modelo de canalización lumínica y un conjunto de resistencias cuyo rango tomó valores discretos entre los 126Ω y los 950Ω . El canal seleccionado fue el central número 4. La adquisición de las señales se efectuó en el mismo pixel 63 designado por el fabricante. Para el procesamiento de los datos adquiridos, nuevamente se integraron las estructuras de carga a la salida del pixel del MAPMT para el tiempo de duración del pulso en el LED; a ese valor de carga obtenido, se le escaló por el correspondiente valor de carga del “single photo-electron” del pixel para obtener el número de fotones detectados (ver capítulo 2). Los resultados se muestran en la siguiente figura 4.2.8.

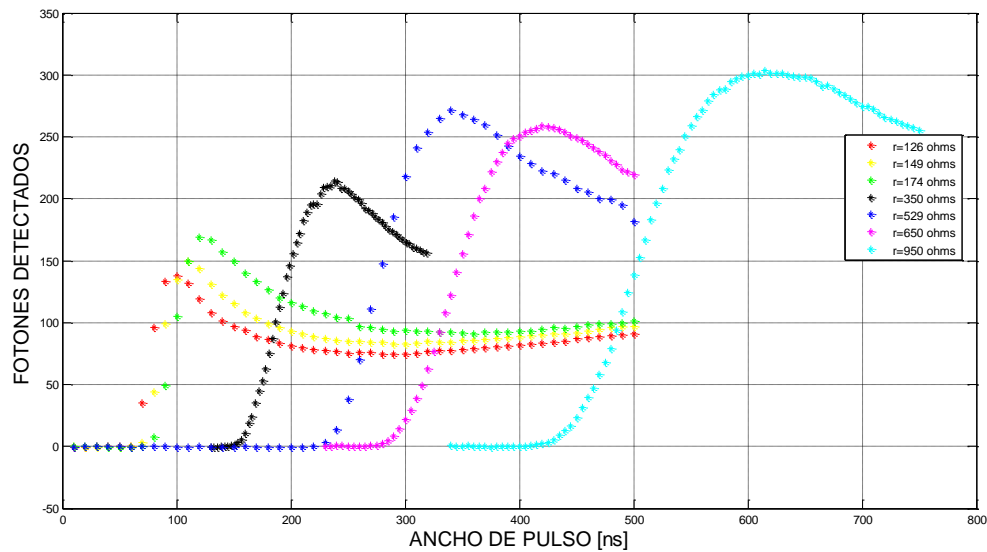


Figura 4.2.8. Se muestran los resultados de una segunda exploración al dispositivo LED, ahora, bajo el concepto de la resistencia limitadora incorporada.

A partir de estos resultados se comprueban la serie de conjeturas previas. En primera instancia, el MAPMT presenta un comportamiento lineal para ciertos rangos temporales de la modulación de ancho de pulso, el cual, está en función de la corriente del dispositivo LED. Cuando la resistencia limitadora es menor, implica un flujo de corriente eléctrica mayor hacia el dispositivo LED para cada ancho de pulso; con lo cual, el rango temporal para un máximo de fotones de detección se hace mínimo (por ejemplo, curva para $R=126\Omega$). Al incrementar el valor de la resistencia limitadora, el nivel de corriente al LED durante el pulso es menor, con lo cual el máximo de fotones detectados se incrementa así como el rango temporal de la región lineal de la detección por parte del MAPMT, (por ejemplo, curva de $R=950\Omega$). Este último resultado confirma el hecho de que la no linealidad en una PMT no depende únicamente del nivel de intensidad de la emisión, sino también, del gradiente temporal con que se expone la emisión lumínica.

Es importante hacer notar que bajo este esquema de modulación de ancho de pulso y resistencia de limitación incluida, la curva de $r=950\Omega$ logra reproducir el número de fotones detectados para el rango dinámico; esto, para tiempos menores $1\ \mu\text{s}$, con lo que *se hace válida la utilización de este tipo de dispositivos LED para los fines del "Track-Sim"*. La bondad de este esquema en conjunto, permite pensar en una calibración de trazas planas (mismos niveles de emisión) para los ocho canales del "Track-Flat", en donde la calibración de cada canal para un rango común de modulación de ancho de pulso, puede realizarse a partir de un ajuste independiente de corriente (resistencia limitadora).

Finalmente es preciso comentar que para este segundo esquema de exploración, se adquirió simultáneamente la forma de onda de la corriente al LED. Al comparar la cantidad de carga en el pulso del LED con el número de fotones detectados por parte del MAPMT, se observa que el punto máximo de detección de fotones para cada valor de resistencia se presenta siempre para la misma vecindad de carga en el dispositivo LED (0.28nC), con lo cual se confirman nuestras suposiciones:

- 1) Las no linealidades en el primer experimento fueron por parte del dispositivo MAPMT, ya que tal comportamiento se puede presentar independientemente del valor instantáneo de intensidad al que se ajuste la fuente (LED).
- 2) Dada una fuente particular de emisión, un PMT dará paso a una respuesta no lineal, para una acumulación de intensidad de luz constante en la fuente; la cual, es función del nivel de intensidad instantánea, así como del tiempo de exposición.

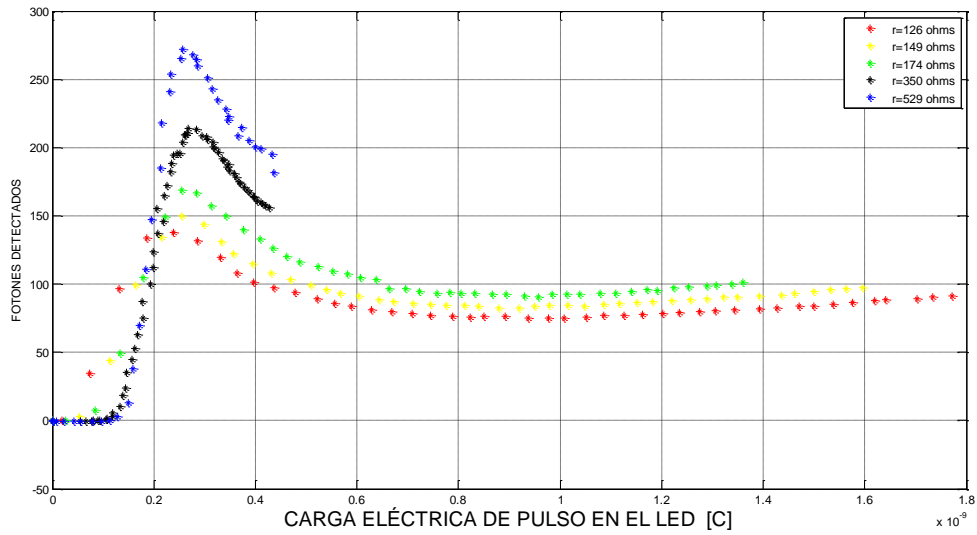


Figura 4.2.9. El punto de origen de la no linealidad de la respuesta del MAPMT es constante para cada fuente lumínica y depende del nivel instantáneo de emisión, así como del tiempo de exposición. En la figura se muestra la comparación para algunos valores de resistencia empleados en la exploración del rango dinámico, los cuales, fijaron un nivel de intensidad diferente en el LED.

5. CALIBRACIÓN DEL “TRACK-FLAT”.

En el capítulo previo se estableció un esquema para la modulación de la intensidad lumínica del dispositivo LED, el cual, se basa en la limitación de corriente para señales controladas en ancho de pulso. Así, dado que se pudo establecer un rango de emisión controlable, con detección de 0 a 300 fotones en tiempos menores a $2.5\mu\text{s}$ de duración del evento GTU, se comprobó la funcionalidad de dicho dispositivo como una fuente de luz útil para la simulación de trazas ultravioleta del “Track-Sim”.

Este primer resultado, abre la posibilidad de trabajar sobre el objetivo final de la experimentación que el “Track-Flat” como conjunto ha representado; la calibración del simulador de trazas planas.

En la figura 4.2.8 se muestra el resultado del método de modulación comentado, el cual, fue realizado en primera instancia solamente para el canal 4 del modelo de canalización lumínica; esto, debido a que el objetivo era comprobar inicialmente solo la funcionalidad del método. El siguiente paso consistió en buscar extender tal resultado al conjunto de los 8 canales de los que se compondrá el simulador de trazas planas “Track-Flat”. Debido al principio del método, y dado que se demostró que existen diferencias en la eficiencia relativa de cada canal del modelo de canalización lumínica (ver capítulo 3), se esperaba que el método de ajuste del nivel de corriente en cada canal, se lograra con valores de resistencias limitadoras diferentes. El esquema de experimentación consistió en el que se mostró en la figura 4.2.5, donde ya se incorporan las resistencias variables a la salida del “Buffer” 74LS241. Es importante señalar que el elemento resistivo con el que se llevó a cabo la calibración de cada canal es un resistor variable de precisión tipo “*potenciómetro trimmer*”, con rango de 0 a 5 k Ω , tolerancia del 5% y variaciones por temperatura menores al 2% (-55°C a 125°C de operación). De la misma manera que para la exploración del LED, la adquisición se realizó usando el pixel número 63 designado por el fabricante.

Así, el proceso de calibración, se inició comparando la eficiencia relativa que presentan los canales del modelo de canalización de luz. Dado que el canal 6 fue el que presentó una eficiencia un cuanto menor, fue el primer candidato a ser calibrado por vía del ajuste de resistencias.

De los resultados obtenidos en la exploración del dispositivo LED, se observa que el rango dinámico necesario se cumple para tiempos de ancho de pulso en el orden de los 600ns (ver figura 4.2.8). Para el caso de los 950Ω, ese nivel del rango dinámico se ubica dentro de la región curva superior, donde el comportamiento del pixel del MAPMT ha dejado de ser lineal, dando paso a la presencia de las “no linealidades” en la detección. Por lo anterior, y dado el comportamiento obtenido para los diferentes valores resistivos, se puede esperar que a partir de incrementar la resistencia a la salida del circuito “Buffer” a un valor mayor a 950Ω, el nivel de 300 fotones de detección, quede dentro de la región lineal de la curva correspondiente al nuevo valor resistivo. Al mismo tiempo, tal aumento en el nivel de resistencia, implicaría indirectamente un incremento en el ancho temporal de los pulsos de modulación para lograr detectar el nivel de luz respectivo a 300 fotones por parte del pixel del MAPMT. Es por esta razón que el método para la calibración consistió en incrementar desde un inicio el ancho temporal de los pulsos de modulación de entrada al “Buffer”. Tal valor se fijó en 1μs de ancho temporal. Una vez ajustado el ancho temporal, se comenzaría a emitir luz por parte del dispositivo LED. La frecuencia de modulación se mantuvo en los mismos 400kHz (periodo del GTU) al igual que los 5V de polarización del circuito “Buffer” y los -920V de polarización del MAPMT, como se realizó durante la exploración. El pixel detectaba la señal lumínica debida a estos pulsos y se adquiría por vía del canal de digitalización del osciloscopio. Una vez adquirida la forma de onda, se enviaban los datos a una computadora que, por vía de comunicación programada en LabVIEW y empleando el mismo algoritmo de escalamiento de carga eléctrica a número de fotones desarrollado en el capítulo 2, entregaba una lectura correspondiente al número de fotones contenido en la estructura de luz debida al pulso. Posteriormente, con ayuda del potenciómetro *trimmer*, se incrementaba el valor de resistencia, partiendo del valor de los 950Ω conocido, hasta lograr una lectura de 300 fotones detectados, más un margen de seguridad del 5%. Este margen de seguridad se efectuó previendo los cambios en las resistencias limitadoras de corriente de los 8 canales finales, por ejemplo, un descenso en la temperatura implicaría una reducción del valor resistivo; es decir, un nivel mayor de corriente de pulso, que como vemos en la figura 4.2.8, significa una disminución en el valor de emisión

lumínica. El 5% de seguridad contiene al 2% de las variaciones de temperatura. Por esta razón, el valor final de fotones detectados en el ajuste fue de 315 fotones.

Este mismo método de calibración aplicado al canal 6, se realizó para cada uno de los 8 canales de la estructura de canalización lumínica. Fijando el ancho temporal de los pulsos de modulación e incrementando el valor resistivo hasta lograr un nivel de detección próximo a 315 fotones.

Al final del ajuste de los 8 canales, se adquirió un perfil del número de fotones detectados para un barrido de anchos de pulso de modulación; esto, en el rango de la región lineal buscada en cada uno de los canales calibrados. Se tomaron 100 muestras para cada valor de ancho de pulso, el cual tuvo un incremento fijo en pasos de 10ns. La alineación del pixel con la salida de cada canal de la guía de luz, se realizó como se explicó previamente en el capítulo 3 durante la caracterización del modelo de canalización lumínica. Así, el resultado de la calibración de los 8 canales del “Track-Flat”, se muestra en la siguiente figura 5.1.

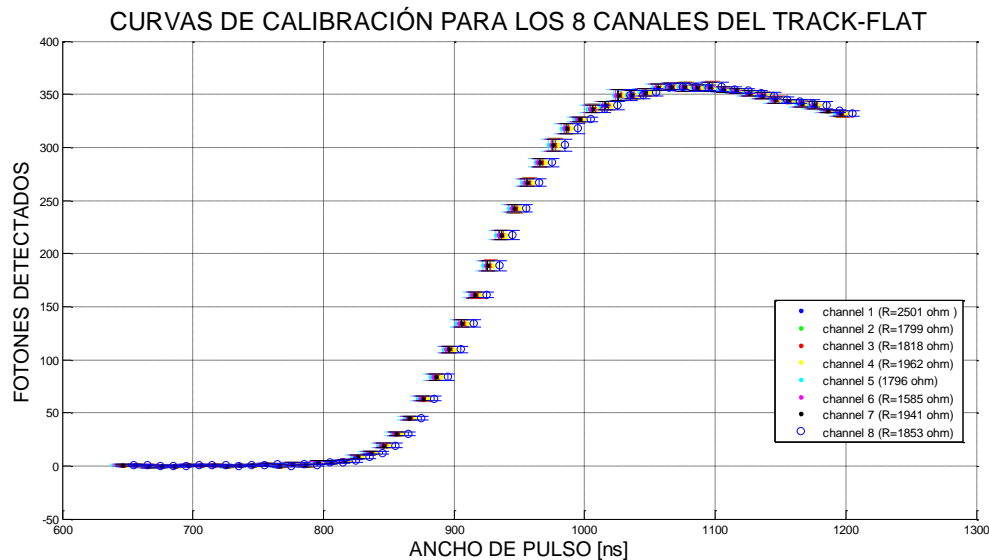


Figura 5.1. Curvas de calibración del “Track-Flat” para $1\mu\text{s}$ de modulación de ancho temporal. En la figura se aprecia que el valor de 300 fotones se ha situado en la zona superior de la curva, como se esperaba, aún dentro de la región lineal. Así mismo, se muestra el valor de ajuste de la resistencia limitadora de corriente para cada uno de los canales.

A partir de una primera inspección visual se puede comentar lo siguiente. El hecho de haber buscado la calibración para un valor de ancho temporal de los pulsos, mayor a los 600ns de la exploración (1 μ s), cumple con el cometido de incrementar la región lineal de la emisión, de forma que en la respuesta de detección del sensor, el máximo nivel del rango dinámico requerido (300 fotones), queda dentro de dicha región. Dado que los 8 canales aparentan tener prácticamente una misma pendiente para la región lineal de la curva, es conveniente realizar un ajuste para obtener un modelo que represente el comportamiento de la detección de fotones para los valores de la modulación de ancho de pulso dentro de la región lineal de detección.

Para poder efectuar el ajuste de las curvas a un modelo lineal, es preciso establecer un criterio para discriminar los valores que no convendría incluir al ajuste de datos, ya que de hacerlo, la región de interés para la modulación lineal del rango dinámico del “Track-Flat”, se vería afectado por este hecho. Este caso se muestra en la siguiente figura 5.2.

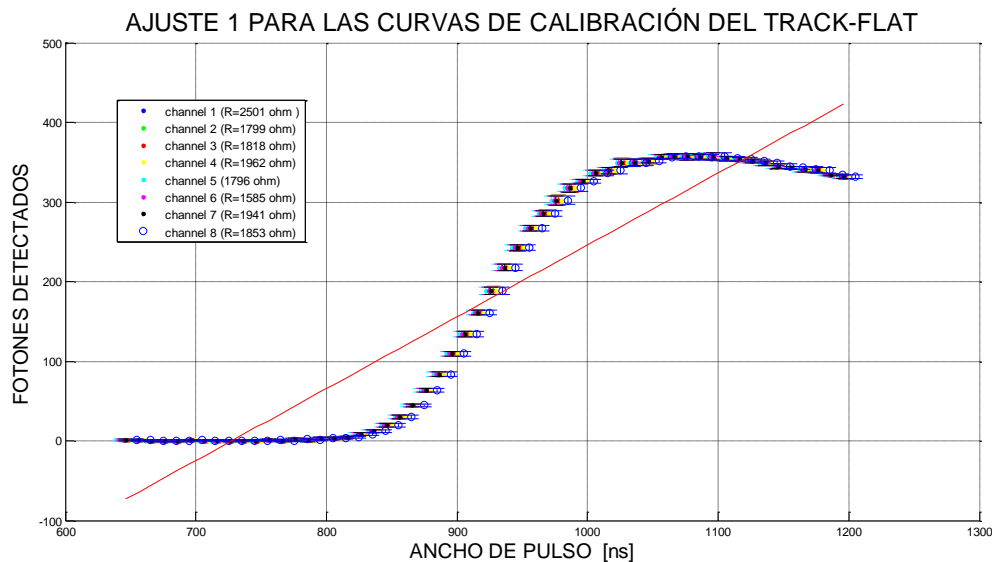


Figura 5.2. En este primer ajuste de datos se han incluido todos valores obtenidos del barrido de la región lineal buscada. Para ilustración del efecto y debido a la gran similitud entre las respuestas de los 8 canales, se realizó el ajuste para uno solo de ellos.

Es evidente que en este caso, la región de interés en la detección queda sin representación alguna por el modelo matemático.

Un segundo criterio, fue el emplear solo los valores correspondientes a un rango que va de más de cero fotones de detección y hasta el máximo número de fotones detectado. El resultado de este ajuste y su comparación con el primero se muestra en la figura 5.3.

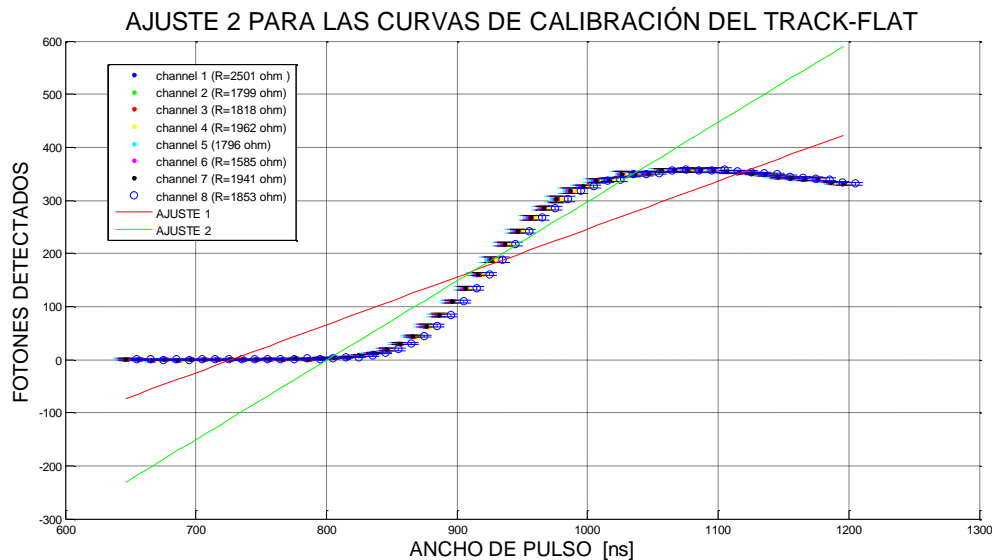


Figura 5.3. Comparación del segundo criterio de ajuste en donde solo se tomaron los valores de más de cero fotones, hasta el máximo detectado. Se observa una representación menos alejada respecto del ajuste anterior pero aún fuera del comportamiento real. Para ilustración del efecto y debido a la gran similitud entre las respuestas de los 8 canales, se realizó el ajuste para uno solo de ellos.

Un tercer método, consistió en adoptar como un rango representativo para el ajuste de la curva, al conjunto de valores que van del 10% al 90% del máximo valor de fotones detectados en la calibración; esto es, el conjunto de valores que va de los 35 a los 315 fotones (para un máximo de 350 detectados). Este método fue pensando en analogía con el criterio del tiempo de levantamiento de una señal (ver apéndice 2), donde precisamente dadas las condiciones de curvatura presente en el cambio de una señal dentro de un sistema, solamente se elige un periodo

representativo del evento, el cual se cumple fielmente para el rango que va del 10% al 90% del valor final.

Al aplicar este criterio a nuestra calibración, se obtiene el resultado mostrado en la figura 5.4, en donde se compara a esta tercera forma de ajuste con las dos precedentes.

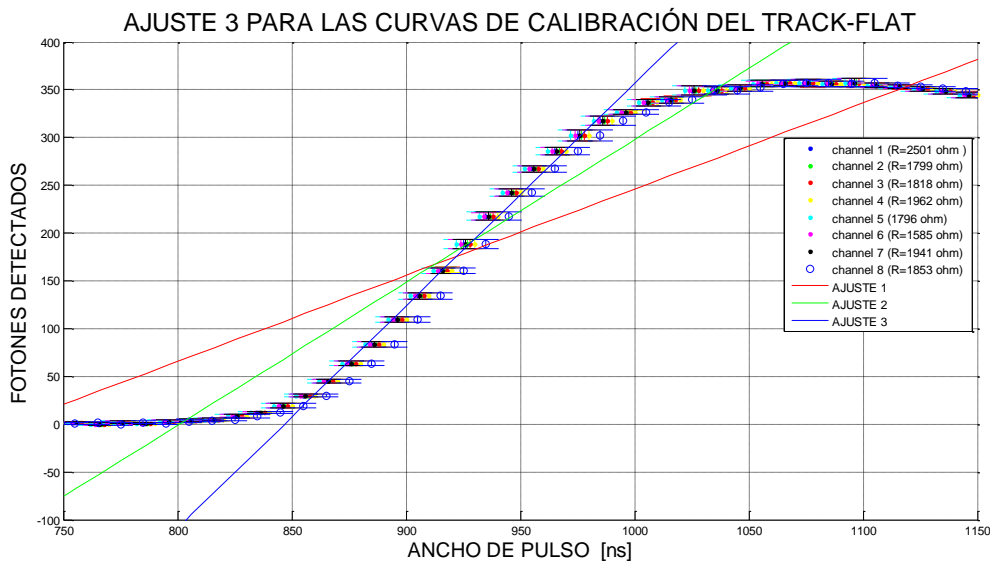


Figura 5.4. Tercer método de ajuste de las curvas de calibración para el “Track-Flat” bajo el criterio de un rango representativo que va del 10% al 90% del máximo detectado. Para ilustración del efecto y debido a la gran similitud entre las respuestas de los 8 canales, se realizó el ajuste para uno solo de ellos.

Como se puede apreciar de la gráfica anterior, el tercer método de ajuste adoptado es bastante bueno y por mucho el mejor de entre los tres. Debido a la gran representación que imprime este modelo al comportamiento de la detección de fotones emitidos por parte del instrumento, se procedió a obtener el modelo de ajuste en cada uno de los 8 canales, confirmando la presencia de pendientes muy similares. Al obtener la estadística de los términos respectivos de cada una de estas ocho rectas (media y desviación para los términos lineal e independiente), se obtiene el modelo promedio del conjunto:

$$Fotones\ detectados = 2.327652x - 1964.833,$$

donde x es el valor del ancho de pulso en [ns]. Y sus desviaciones correspondientes:

$$Desviación\ de\ fotones\ detectados = 1.382473X10^{-4}x + 40.602750$$

donde x es el valor del ancho de pulso en [ns].

Finalmente, al comprobar la inclusión de los ocho canales en el modelo de ajuste promedio, verifica una linealidad conjunta en el rango de los que va de los 865ns a los 985ns para el eje de anchos de pulso, y el respectivo rango lineal para el número de fotones de detección que va de los 35 a los 315 fotones de detección.

6. RESULTADOS Y CONCLUSIONES.

RESULTADOS

En primer lugar, se puede mencionar el haber conceptualizado un modelo preliminar al “Track-Sim” basado en fuentes de iluminación tipo LED. Este modelo representó una herramienta de exploración muy valiosa a través de la cual se pudieron evaluar los procedimientos necesarios de diseño y construcción del “Track-Sim”, tomando en cuenta para ello, los aspectos técnicos y de funcionalidad preestablecidos. Para esto fue preciso identificar y realizar tareas básicas como lo fueron la determinación y adquisición de los dispositivos LED candidatos a ser evaluados; el diseño y fabricación de una cámara con un alto nivel de oscuridad, esto, para buscar potencializar la relación señal a ruido del sensor de caracterización; así mismo, el hecho de definir las características del sensor de luz requerido para efectuar una medición precisa en cada etapa de caracterización.

En el caso particular de la cámara oscura, se logró conseguir un muy buen nivel de oscuridad para los niveles de las señales de los elementos de emisión y de sensado. Aún cuando la luz para la iluminación del recinto de trabajo se encontraba activada, dentro de la cámara se caracterizó una tasa de eventos debida a ruido de fondo y por polarización, correspondiente a 0.317 Hz promedio.

En cuanto al elemento de sensado utilizado (MAPMT H7546B de HAMAMATSU), fue a partir del entendimiento de este tipo de dispositivos, que se pudo plantear y validar un esquema de experimentación necesario para cuantificar la carga eléctrica debida a un solo fotón de llegada a un pixel del dispositivo (caracterización del evento “Single Photo-Electron”); esto, dada la necesidad de cuantificar estructuras de carga eléctrica correspondientes a más de un fotón de llegada al fotocátodo. Este método fue validado para tres diferentes pixeles del sensor, buscando eliminar la influencia por geometrías y por fallas propias del dispositivo en el resultado del experimento. De esta forma y con ayuda del desarrollo de un algoritmo computacional para la cuantificación de

carga eléctrica a partir de la forma de onda de la señal de salida del MAPMT, se pudo establecer que el valor de carga eléctrica característico de la llegada de un fotón al pixel en cuestión es de $2.33 \text{ [pC]} \pm 0.82 \text{ [pC]}$ para el 95% del nivel de confianza. De lo explicado anteriormente, es importante resaltar el hecho de que, dado el ancho de banda limitado del instrumento con el que los eventos “Single Photo-Electron” fueron adquiridos, se tuvo que efectuar una corrección en los valores de adquisición correspondiente al 14% de incremento. Dicho factor fue establecido a partir de la simulación y comparación de las señales de salida de un osciloscopio con ancho de banda ideal para el tiempo de levantamiento del MAPMT (ancho de banda de 2GHz) comparado con el ancho de banda de 300 MHz del osciloscopio con el que se llevó a cabo la medición.

Así mismo, se logró establecer y validar un modelo de canalización lumínica orientado a la proyección de las trazas de luz, en principio, para ocho canales del MAPMT definitivo que será empleado en la misión JEM-EUSO. Este modelo estará dedicado a la validación de módulos PDM por vía de planos de emisión seccionados (figura 3.3.2). Entre las ventajas que ofrece la modularidad de las estructuras de canalización de luz y su acoplamiento mecánico directo al módulo de prueba, se encuentran las de satisfacer la curvatura del PDM para la emisión, así como la de omitir la presencia de elementos de focalización como lo constituyen las lentes independientes, con lo cual, se hubiera elevado considerablemente el costo del desarrollo. Así, el dispositivo construido está basado en un soporte fabricado por la vía de la tecnología de modelado por deposición fundida (FDM) y fibra óptica como guía de onda. Para construir este modelo se desarrolló un método de ensamble el cual permite garantizar el contacto directo entre el dispositivo LED y la fibra óptica, de modo que el acoplamiento sea fijo, previendo algún intercambio o reposición de LED's. El resultado fue un modelo de canalización lumínica con un 3% aproximado de eficiencia para fibra óptica modelo BCF98-Bicron y un “cross-talk” acumulado entre canales máximo del 4%.

A partir de la construcción del modelo de canalización, fue posible explorar las características necesarias de la emisión lumínica del LED para la simulación de las trazas requeridas. Para ello se identificó a una familia de LEDs candidatos, evaluando la muestra correspondiente a los 405nm (por disponibilidad). Dada la relación existente entre la intensidad lumínica de la emisión y la corriente del LED para su región activa, se decidió efectuar la exploración a la intensidad del dispositivo por vía del método de la modulación de ancho de pulso de la señal del LED. Un primer

resultado expuso un efecto de no linealidad por parte de la detección del MAPMT; por lo que, a partir de un segundo experimento se decidió comprobar la relación existente entre la intensidad detectada en el sensor y la carga eléctrica inyectada al LED en cada pulso. Para ello fue necesario incluir una resistencia en serie a la fuente de modulación para adquirir la forma de onda del LED. El resultado fue la comprobación de una linealidad entre la carga de pulso en el LED y la intensidad lumínica detectada. Este hecho nos dio la oportunidad de saber que la no linealidad de la detección provenía del sensor y no de la fuente, abriendo la hipótesis de que tal efecto de no linealidad de la respuesta, se debía no solo al nivel instantáneo de intensidad emitida por parte de la fuente, sino al tiempo de exposición de esta. Así, se comenzó una evaluación al LED para diferentes niveles de corriente en su ancho de pulso, encontrando que a mayor resistencia (menor corriente pico de pulso) se incrementa el nivel máximo de emisión para el rango lineal buscado; pero para ello, es necesario un incremento en la duración de los anchos de pulso para reproducir dicho rango. Este comportamiento nos permitió pensar en una posible calibración independiente en cada canal a partir de un ajuste del nivel de corriente permitido en cada pulso.

Finalmente se comprobó la teoría de que el nivel de presencia de la no linealidad en la detección del MAPMT, es producto de la intensidad de la fuente así como del gradiente temporal de dosificación del flujo lumínico (corriente de LED en este caso) para un tiempo de exposición dado (ancho de pulso); esto al comprobar que para diferentes niveles de corriente en el LED y diferentes valores de ancho de pulso, el valor del pico máximo detectado justo antes de la aparición del comportamiento no lineal, se presenta siempre para el mismo nivel de carga eléctrica acumulado en la fuente LED (aproximadamente 0.28pC , ver figura 4.2.9).

Por otra parte se efectuó la calibración del “Track-Flat” para el esquema de modulación de intensidad por ancho de pulso y ajuste del nivel de corriente de pulso, esto, para una traza “plana”; es decir, dado un ancho de pulso común en cada uno de los 8 canales de fuente LED, el nivel de intensidad lumínico a la salida del “Track-Flat” prácticamente es el mismo. Debido a la diferencia de eficiencia caracterizada para cada uno de los diferentes canales del “Track-Flat”, la calibración se logró por medio de diferentes valores resistivos. El ajuste del modelo lineal en la región de interés (0 a 300 fotones) se satisface para el esquema adoptado de representación de puntos que van del 10% al 90% del máximo de emisión de calibración, es decir, de 35 a 315 fotones, entregando el modelo final promedio:

$$Fotones\ detectados = 2.327652x - 1964.833,$$

donde x es el valor del ancho de pulso en [ns]; y su modelo de desviación dado por:

$$Desviación\ de\ fotones\ detectados = 1.382473 \times 10^{-4}x + 40.602750;$$

donde x es el valor del ancho de pulso en [ns]; modelos que son validos para la región de 865ns a 985ns y, como se mencionó, de los 30 a los 315 fotones de detección.

CONCLUSIONES.

1. El sistema “Track-Flat” como una herramienta de exploración para el estudio técnico de características y condiciones de construcción del simulador de trazas final, fue diseñado e implementado exitosamente, validando el tipo de fuente lumínica (tipo de LED) posible a ser usado, estableciendo los niveles electrónicos de la modulación, determinando un proceso de construcción del modelo de canalización lumínica de las trazas para los 8 canales previstos y validando la experimentación requerida para este desarrollo.
2. La utilización de LEDs de la familia VAOL UV del fabricante “VCC optoelectronics” es apta para conformar la fuente de simulación de trazas ultravioleta en los rangos necesarios por el “Track-Sim”, ya que, se puede reproducir una emisión lineal comprobada entre 35 y 315 fotones para tiempos de emisión del orden de 1 μ s. Lo anterior, satisface las escalas temporales de las simulaciones requeridas (2.5 μ s). Este hecho abre la posibilidad, inclusive, de evaluar a futuro un segundo esquema de modulación si se desea (varios pulsos en un mismo periodo GTU).

3. El método para controlar la linealidad de la emisión, constituido por una modulación de anchos de pulso y limitaciones de corriente de pulso por vía de la incorporación de una resistencia, presenta gran versatilidad en cuanto a la excursión del rango lineal en la detección de fotones, garantizando la ausencia de lecturas en regiones de no linealidad del MAPMT para el rango máximo de intensidad necesario. Lo anterior es posible gracias al comportamiento “RC” creado por la capacitancia dinámica del diodo emisor de luz y la resistencia de limitación. Cuando se incrementa la resistencia de limitación se incrementa indirectamente la constante de tiempo RC implícita (disminuye la pendiente de emisión-detección de fotones respecto del ancho de pulso), haciendo que la carga eléctrica a través del LED requiera de más tiempo para llegar al “valor final” (denotado por el ancho de pulso). Esto explica la necesidad de pulsos más anchos para lograr un nivel de emisión lumínica de más intensidad. Estas características en el comportamiento del conjunto LED/Resistencia dan una potencialidad de ajuste a nuestro diseño en cuanto a su nivel de emisión se refiere, de manera que si otro tipo de aplicación demandara una sobre-excursión en intensidad de los rangos de emisión, la limitación de un correcto funcionamiento para la linealidad del control de emisión correspondiente, estará limitado por la resolución del reloj que genere el ancho de pulso requerido. Del mismo modo se puede concluir entonces que la presencia del comportamiento no lineal en la detección, por parte de un MAPMT, es función del nivel instantáneo de luz por parte de la fuente, así como del gradiente de emisión lumínica para un tiempo de exposición dado.

4. Por otra parte la construcción del modelo de canalización de luz para una guía con soporte a base de tecnología FDM y fibra óptica, es adecuado para la modularidad requerida por el simulador de trazas final (debida a la curvatura del modulo PDM), ya que permite generar una emisión directa al módulo PDM sin necesidad de lentes de focalización, disminuyendo el costo de fabricación. Así mismo, de ser requerido, el uso de una fibra óptica con menores pérdidas para la región menor a los 400nm de longitud de onda, incrementaría la eficiencia del simulador. Para tal caso, sería necesaria una re-caracterización del “cross-talk” al igual que una re-calibración de trazas planas.

5. Así mismo importante mencionar que el uso de la “ley del cuadrado inverso” durante la caracterización de los tres pixeles de la MAPMT, fue un buen método para asegurar que las lecturas de carga correspondientes se debían a la detección de un solo fotón de llegada al fotocátodo del pixel, comprobando tal hecho en los perfiles de distribución de carga obtenidos (PHD's) y concluyendo que para esta MAPMT H7546B en particular, el valor de carga correspondiente a un fotón es $2.33 \text{ [pC]} \pm 0.82 \text{ [pC]}$ para el 95% del nivel de confianza.

Finalmente se puede concluir que los objetivos del presente trabajo de tesis, fueron satisfechos ampliamente.

APÉNDICE 1

CARACTERÍSTICAS MÁS IMPORTANTES DE LOS TUBOS FOTO-MULTIPLICADORES (PMT's) COMO ELEMENTOS CONTADORES DE FOTONES.

El objetivo del presente apéndice es dar un panorama basto a cerca del funcionamiento de los Tubos Foto-Multiplicadores Multi-Ánodo, así como de sus características más importantes tomadas en cuenta durante su caracterización para los objetivos del presente trabajo de tesis.

SENSORES CONTADORES DE FOTONES.

Como fue mencionado en el capítulo 2, en general un Tubo Foto-Multiplicador (PMT), es un elemento muy sensible a la luz, el cual, tiene la capacidad de detectarla en un rango de intensidades variado ; éste puede ir desde un fotón, hasta un cúmulo basto de ellos. Están conformados por un elemento foto-detector llamado fotocátodo, una etapa de amplificación y un ánodo de salida. La figura A1.1 muestra un esquema de la estructura de un PMT.

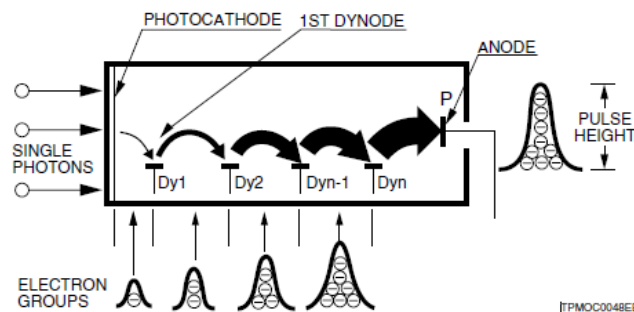


Figura A1.1. [23]. Estructura de un Tubo Foto-Multiplicador. Se observan el fotocátodo, la etapa de amplificación conformada por un grupo de "n" dinodos y un ánodo de salida.

Cuando la luz entra al fotocátodo de un PMT polarizado, este material fotosensible libera en una “emisión primaria” a una cantidad de electrones. En general podemos decir que por cada fotón incidente, se tiene uno o ningún electrón liberado (dependiendo de la eficiencia cuántica del material). Este electrón primario es dirigido y acelerado hasta el primer elemento de multiplicación electrónica llamado *dinodo1*, el cual a su vez, liberará un cúmulo de varios electrones por cada electrón de llegada. El proceso se repite en la denominada “emisión secundaria” para las “n” etapas de multiplicación equivalentes a los “n” dinodos que posee el tubo multiplicador, de forma que, al término de la última etapa de multiplicación, el conjunto de electrones es dirigido hacia el ánodo de salida y liberado en estructuras de pulsos con amplitud suficiente para su detección.

Dependiendo la aplicación, los pulsos de salida del ánodo pueden manipularse individualmente o bajo un conjunto de ellos, formando una estructura de corriente analógica a su salida. En este segundo caso, la luz incidente al fotocátodo por unidad de tiempo es como se muestra en la parte 1 de la figura A1.2. Bajo esta intensidad de fotones de arriba, una emisión de electrones típica por parte del fotocátodo, es como se muestra en la parte 2 de dicha figura. De este modo, al pasar por las etapas amplificadoras, la estructura de los pulsos en el ánodo de salida es como se muestra en la parte 3 de la misma figura A1.2. Es justo en esta parte en donde, si el ancho temporal de los pulsos es mayor o igual que la separación temporal entre pulsos sucesivos o si el sistema electrónico de detección no es tan rápido respecto de la tasa temporal de pulsos de salida, se puede obtener una señal de salida fluctuante, la cual, debe de ser tratada como una corriente eléctrica analógica con sus respectivas oscilaciones por ruido; por tal motivo a este primer modo de detección de luz se le conoce como método analógico y su estructura típica se aprecia en la parte 4 de la figura A1.2.

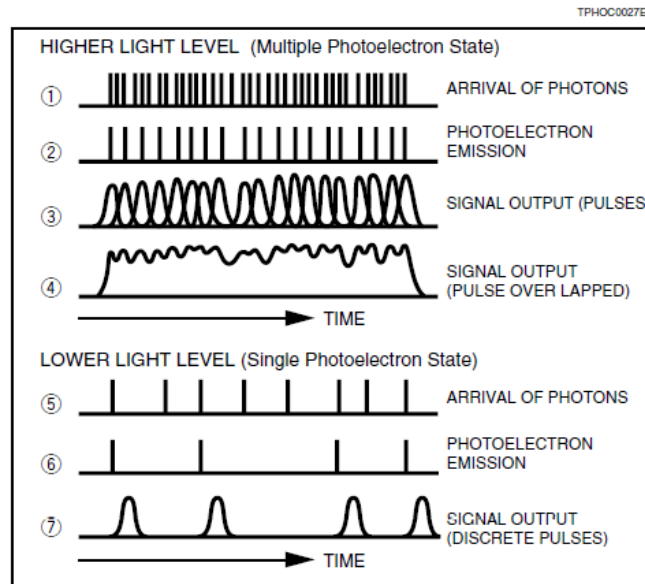


Figura A1.2. [23] Pulsos de salida de un PMT para diferentes intensidades lumínicas.

Por otra parte, cuando la cantidad de luz incidente al fotocátodo es lo suficientemente baja como la que se muestra en la parte 5 de la figura A1.2, la emisión de electrones desde el fotocátodo, al igual que los pulsos de salida, se presentan de forma discreta como se observa en las partes 6 y 7 respectivamente de dicha figura. Este régimen de detección es conocido como el estado de “Single Photoelectron” (SPE) ó método digital de conteo de fotones (debido a la exposición discreta de pulsos) y presenta grandes ventajas sobre el método de corriente analógica en cuanto a la relación señal a ruido se refiere.

Una característica importante de los PMT's a tomarse en cuenta en el método de conteo de fotones, es su eficiencia cuántica (QE), la cual refiere la tasa del promedio de electrones emitidos desde el fotocátodo respecto del promedio de fotones incidentes a éste por unidad de tiempo. Cuando un electrón es emitido desde el fotocátodo, por acción del campo eléctrico de polarización, es orientado y acelerado hacia el primer dinodo (D1). Sin embargo, no todos los electrones son siempre bien dirigidos y pueden desviarse de la ruta normal de amplificación. Esta capacidad de coleccionar adecuadamente la emisión de electrones primarios del fotocátodo y exponerlos en pulsos de salida

amplificados en el ánodo, es lo que se denomina como la eficiencia de colección del PMT (CE). Tanto QE como CE dependen del tiempo y calidad de uso del detector. Entonces para el procedimiento de conteo de fotones, existe finalmente la denominada eficiencia de de conteo o eficiencia de detección (DE) del PMT, la cual expresa el número de cuentas de pulsos a la salida del ánodo respecto del número de fotones incidentes en el fotocátodo y por tal es un factor resultante de los dos descritos anteriormente:

$$DE = \frac{\text{número de pulsos de salida}}{\text{número de fotones de entrada}} = QE \times CE \quad (\text{A1-1})$$

Una vez que el primer electrón golpea al dinodo1, éste puede emitir una amplificación que va desde unos cuantos hasta aproximadamente 20 electrones. Cada uno de ellos pasará por el mismo procedimiento de amplificación para cada una de las etapas (dinodos) de amplificación subsecuentes, por lo que, el número promedio de electrones emitidos en cada dinodo es denominada tasa de amplificación secundaria δ y la probabilidad de que cada electrón emitido golpee al siguiente dinodo, puede ser analizado bajo una distribución de Poisson. Entonces un tubo fotomultiplicador con “n” dinodos, típicamente ofrecerá a cada electrón del fotocátodo una multiplicación en factor de δ^n para entregarlos en forma de pulsos de salida en el ánodo. La altura (carga eléctrica) de cada pulso de salida dependerá de las fluctuaciones inherentes al proceso de multiplicación ya mencionado, de forma que, existen variaciones de pulso a pulso. (Figura A1.3).

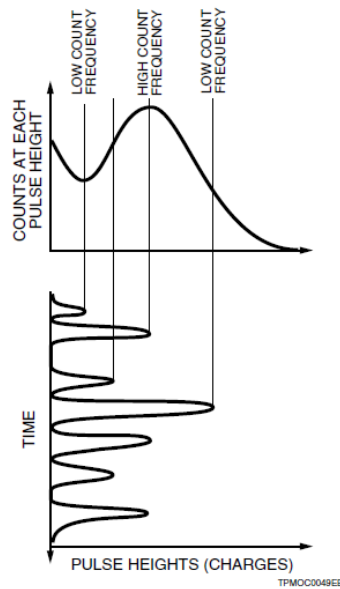


Figura A1.3. [23] Distribución de Altura de Pulsos (PHD) típica de un PMT en el estado de "SPE".

Otra razón por la cual puede variar la altura de los pulsos de salida, es que la ganancia entre etapas de amplificación subsecuentes depende directamente de la posición del dinodo en cuestión, de forma que no todos los electrones incidentes a él, contribuyen finalmente al proceso de amplificación.

El histograma mostrado en la figura A1.3 es conocido como "Distribución de Alturas de Pulsos" (PHD), y se obtiene mediante la integración temporal de los pulsos a la salida del ánodo del PMT, de forma que el eje de las abscisas representa el cúmulo de carga de cada pulso y que puede ser expresada igualmente en términos de voltaje o corriente. El eje de las ordenadas representa la frecuencia de ocurrencia de pulsos con tales valores de carga. Así mismo, en la figura A1.4 podemos ver variaciones en la forma del diagrama PHD, en la sección (a) de dicha figura se observa cómo un aumento en la cantidad de luz para el régimen "single photoelectron", se refleja en un incremento en el número de cuentas, resaltando que el rango de carga eléctrica en el que se distribuyen no tiende a cambiar; por el contrario, en la sección (b) de la figura A1.4, se observa cómo un incremento en la fuente de polarización bajo una intensidad constante de luz, incrementa el

rango de carga eléctrica en el que se distribuyen los eventos “*single photoelectron*”, por lo que, aunque la distribución se esparce en todo el rango, el total de cuentas del PHD tiende a conservarse. Este resultado nos indica la dependencia directa de la ganancia de un PMT como función del voltaje de polarización y que será tratada en párrafos siguientes. En nuestro caso, la obtención del PHD para el sensor MAPMT H7546B de Hamamatsu fue fundamental porque nos permitió estimar con un alto nivel de confianza el valor de carga correspondiente a la detección de un fotón por parte de dicho dispositivo.

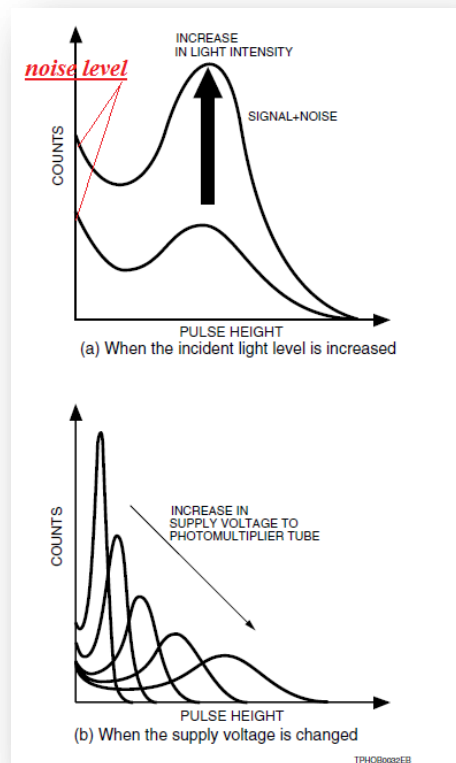


Figura A1.4. Características del gráfico de distribución de alturas de pulso (PHD). (a) se presenta una polarización constante para un incremento en el nivel de intensidad lumínica. El número de cuentas tiende a aumentar sobre el rango de alturas de pulsos original. (b) para un nivel de luz constante y un incremento en el nivel de polarización, el rango de alturas de pulso incrementa y el número total de cuentas se conserva y distribuye para el nuevo rango.

La componente más importante del ruido en la señal de salida de un PMT, se debe principalmente a los efectos térmicos sobre el fotocátodo y los dinodos de amplificación. Este nivel de ruido se presenta en un diagrama PHD en su zona izquierda, donde se representa a una gran cantidad de pulsos detectados que poseen un nivel de carga relativamente bajo respecto del valor medio del

rango de altura o carga de los pulsos. En la figura A1.4, esta zona está indicada por líneas de color rojo.

Como se observa en la figura A1.5, para una misma intensidad de luz un PMT puede aumentar su tasa de conteo al aumentar su voltaje de polarización, pero existe una región de cierta planicidad denominada *región de plateau* o simplemente *plateau*, la cual se caracteriza porque la pendiente de la tasa de conteo es más baja respecto de las zonas externas a ella. Comúnmente la gráfica del *plateau* no se presenta en las hojas de datos del PMT, sin embargo, a cambio de eso, el fabricante ofrece un rango típico de polarización que es resultado de probar tal región de planicidad.

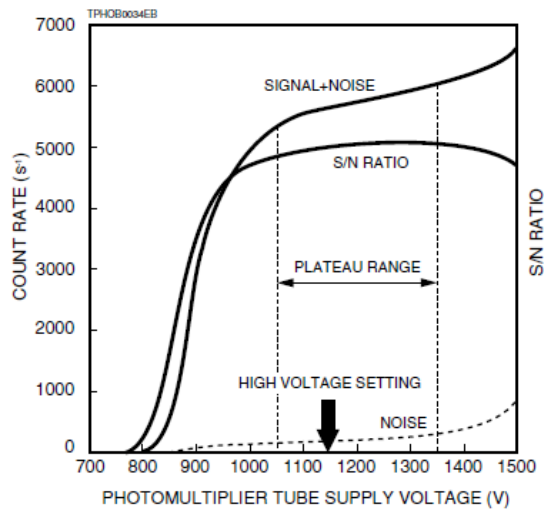


Figura A1.5 [22] Representación del Plateau de los PMTs. El rango de voltaje presentado en la figura es solamente ilustrativo y depende de cada tipo de Tubo Foto-Multiplicador.

Variaciones en la ganancia de los PMT's .

Si la ganancia del Tubo Foto-Multiplicador varía por alguna razón (por ejemplo un cambio en el voltaje de alimentación o fluctuaciones en la temperatura ambiente), la corriente de salida del PMT también presentará variaciones. En el caso del modo de corriente analógica descrito previamente, la corriente de salida o ganancia del PMT cambia con las variaciones del voltaje de alimentación

como se observa en la curva (a) de la figura (A1.6). En el modo de conteo de fotones, las cuentas de salida cambian de una forma significativamente menor respecto del modo analógico. Cuando se polariza al PMT con un nivel de voltaje dentro de la región de plateau como la mostrada en la figura (A1.5), el modo de conteo de fotones puede minimizar los cambios en la tasa de conteo respecto de las variaciones en la fuente de voltaje de alimentación, esto, sin disminuir la relación señal a ruido existente. Esto significa que el modo de conteo de fotones proporciona alta estabilidad aún cuando la ganancia del PMT varía como función del voltaje de polarización. Al final, el modo de conteo de fotones ofrece varias veces más estabilidad que el modo analógico contra las variaciones en las condiciones de operación.

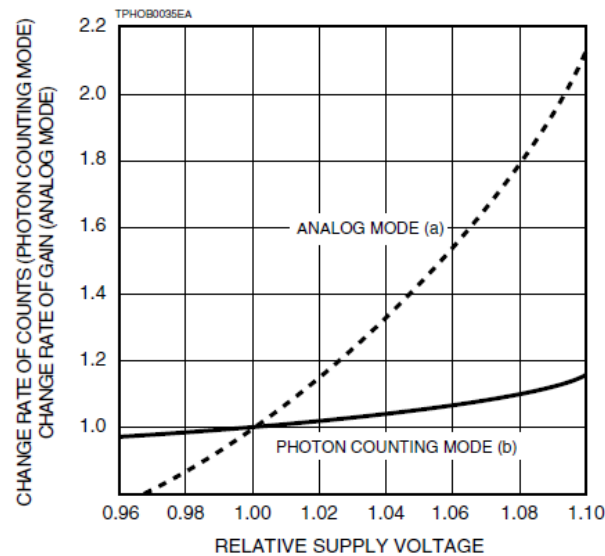


Figura A1.6. [23]. Variaciones en la tasa de conteo como función del voltaje de polarización para (a) el modo de corriente analógica y (b) el modo de conteo de fotones. El eje de las abscisas refiere el rango relativo de variación de la fuente de polarización. El eje de las ordenadas refiere el rango de factores en el cual cambia la tasa de detección.

Linealidad en la Tasa de Conteo.

El método de conteo de fotones (o método digital) es comúnmente usado en aplicaciones donde el nivel de luz incidente es muy bajo y por tanto la tasa de conteo también es baja. Sin embargo, cuando la cantidad de luz incidente se incrementa, es necesario considerar el efecto de la linealidad de la tasa de conteo. El límite superior de ancho de banda de un PMT se encuentra en un rango que

va de los 30 MHz hasta los 300 MHz, esto, para señales periódicas. Por otra parte, la máxima tasa de conteo en el modo digital donde los fotones inciden en el PMT de forma aleatoria, está determinada por el tiempo de respuesta del dispositivo y el tiempo de resolución del circuito de procesamiento conectado a la salida del PMT. Este tiempo de resolución se define como el mínimo intervalo de tiempo entre pulsos sucesivos que pueden ser medidos y contados como pulsos separados. La figura A1.7 muestra por ejemplo, la linealidad típica de la tasa de conteo del Tubo Foto-Multiplicador H7360 de Hamamatsu. Como se puede apreciar en la figura, su rango dinámico alcanza hasta 10^7s^{-1} . En este caso, la linealidad de la tasa de conteo estuvo limitada por la resolución del circuito de procesamiento (18ns).

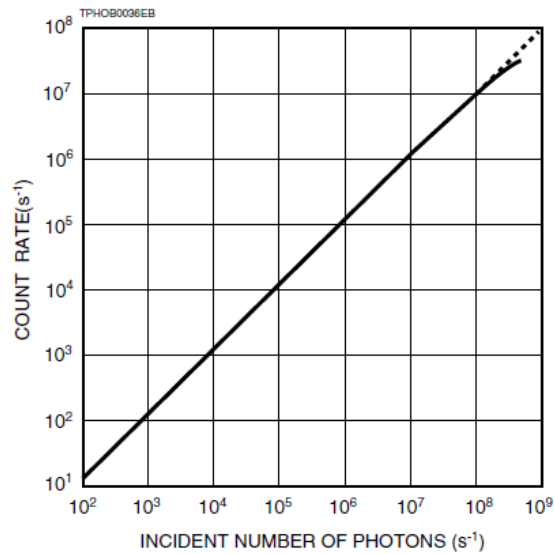


Figura A1.7. [22] Linealidad típica de la tasa de conteo del PMT H7360 de Hamamatsu. El valor máximo de conteo estuvo limitado en este caso por el tiempo de resolución del circuito de conteo (18ns).

Si se designa a la tasa de conteo medida como $M(\text{s}^{-1})$ y el tiempo de resolución como $t(\text{s})$, la tasa de conteo real $N(\text{s}^{-1})$ puede ser aproximada como:

$$N = \frac{M}{1 - Mt} \tag{A1-2}$$

La figura A1.8 muestra los datos corregidos con la ecuación (A1-2) para el PMT H7360 de Hamamatsu, a partir de los datos medidos. La figura denota que después de hacer la corrección, el modo de conteo de fotones presenta una excelente linealidad con un error de conteo de menos del 1% para un valor máximo de 10^7s^{-1} . Sin embargo, la linealidad se desviará de esta curva de datos corregidos dentro de una región en donde los errores de medición sean grandes debido a la línea de base o traslape entre pulsos de salida del PMT (método analógico).

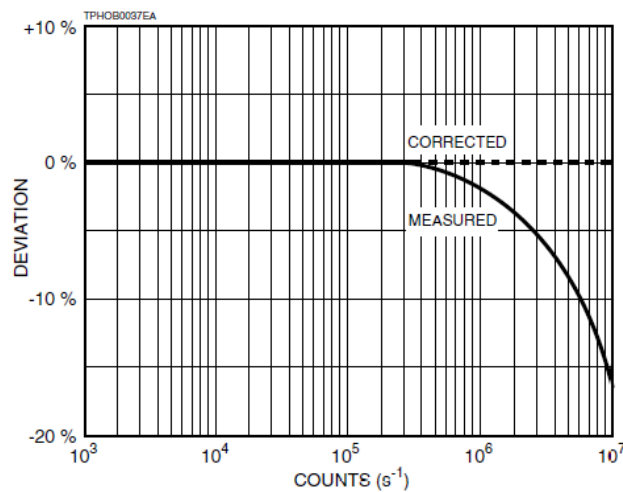


Figura A1.8. [23]. Corrección de la linealidad de la tasa de conteo para el PMT H7360 de Hamamatsu. El modelo de corrección se tornará impreciso para niveles que impliquen el método analógico de conteo.

Respuesta Espectral (Eficiencia Cuántica (QE)).

Cuando un número de “N” fotones inciden sobre el fotocátodo de un Tubo Foto-Multiplicador, un número de “N x eficiencia cuántica” de electrones son emitidos desde el fotocátodo. QE depende de la longitud de onda de la luz incidente y por lo tanto presenta una respuesta espectral para cada PMT. Las figuras A1.9 y A1.10, muestran las características de la respuesta espectral para varios materiales de fotocátodos y de ventana que se les anteponen. La respuesta espectral para longitudes

de onda menores a 350nm se determina por el material de ventana empleado como se muestra en la figura A1.11.

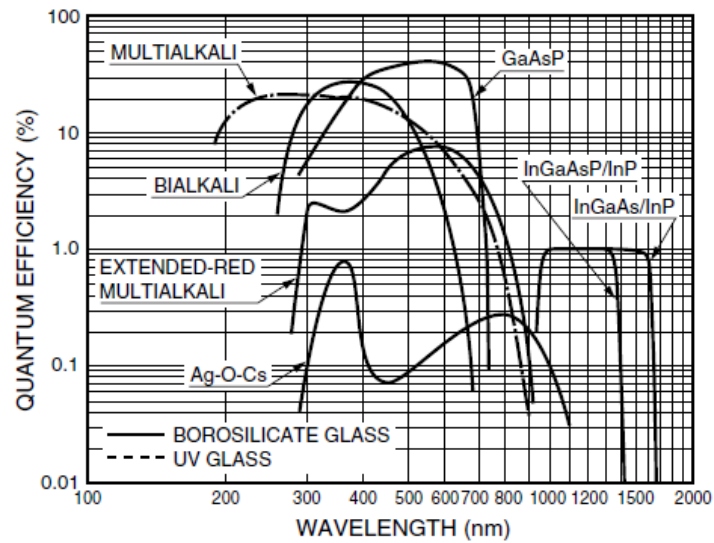


Figura A1.9. [23] Eficiencia Cuántica (QE) para la transmitancia de diferentes materiales empleados en la construcción de fotocátodos. El eje horizontal representa la longitud de onda de la luz incidente, mientras que el eje vertical representa la eficiencia cuántica QE. La línea continua refiere mediciones en el fotocátodo con una ventana fabricada a base de cristal de Borosilicato. Del mismo modo la línea punteada denota mediciones con ventana de cristal UV.

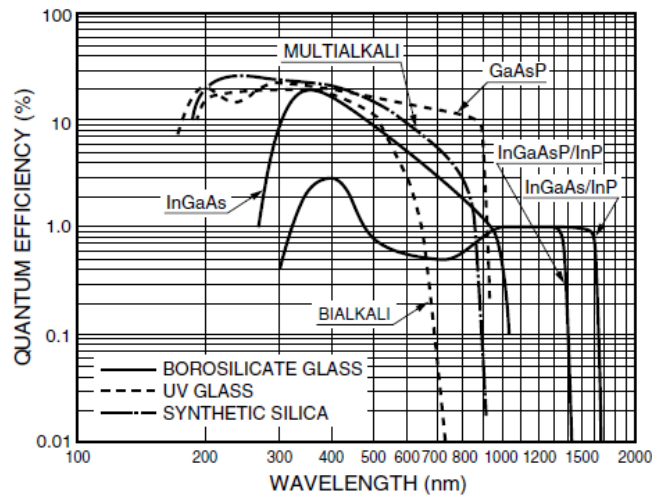


Figura A1.10. [23] Eficiencia Cuántica (QE) para la reflexión de diferentes materiales empleados en la construcción de fotocátodos. El eje horizontal representa la longitud de onda de la luz incidente, mientras que el eje vertical representa la eficiencia cuántica QE. La línea continua refiere mediciones en el fotocátodo con una ventana fabricada a base de cristal de Borosilicato. Por su parte, la línea punteada denota mediciones con ventana de cristal UV y finalmente, la línea semi-punteada, denota mediciones en el fotocátodo con una ventana de sílice sintética.

En general, las características de la respuesta espectral son expresadas en términos de la *Sensibilidad Radiante del Cátodo* o en términos de QE. Estos dos parámetros se relacionan para una longitud de onda dada como se expresa en el siguiente modelo.

$$QE = \frac{S \times 1240}{\lambda}$$

donde S es la *Sensibilidad Radiante del Cátodo* y está dada en amperes por watt (A/W) para la longitud de onda λ dada en nanómetros.

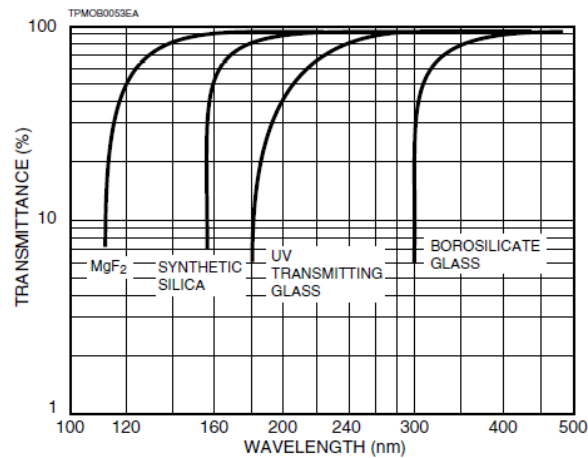


Figura A1.11. [22] La respuesta espectral en el PMT para longitudes de onda menores a 350nm, se determina por el material de ventana empleado. En la figura, en un orden de izquierda a derecha, se muestran las curvas correspondientes a la transmitancia de materiales de ventana del Fluoruro de Magnesio, Sílice sintética, Cristal de transmisión uv y cristal de Borosilicato. El eje horizontal refiere a la longitud de onda, mientras que el vertical refiere la transmitancia del material en cuestión.

Eficiencia de Colección (CE).

La eficiencia de colección (CE) refiere la probabilidad porcentual de que los electrones provenientes del fotocátodo del PMT sean multiplicados por el conjunto de dinodos y finalmente medidos como un pulso de salida a través del ánodo del sensor. En particular, CE es fuertemente afectado por la probabilidad de que los electrones emitidos por el fotocátodo puedan entrar al primer dinodo y que éste los multiplique. El rango en el que varía típicamente CE va del 70% al 90% para los PMT's tipo "head on" y de 50% a 70% para los de tipo "side on"; lo anterior, para el caso en el que el fotocátodo se encuentre completamente iluminado.

Mientras el valor de CE sea mayor, menores serán las pérdidas de señal lumínica; lo cual proporciona mediciones más precisas y eficientes. CE es determinado principalmente por la forma del fotocátodo, la estructura de los dinodos y el voltaje de distribución en cada uno de ellos.

La figura A1.12 muestra a manera de ejemplo, la relación existente entre la Eficiencia de Colección (CE) y el voltaje entre fotocátodo y primer dinodo; lo anterior, para Tubos Foto-Multiplicadores de 28mm de diámetro, bajo el método de conteo digital, para un nivel de discriminación constante y área de iluminación pequeña. Como se puede observar, CE presenta fuertes variaciones para cuando el voltaje entre fotocátodo y primer dinodo es menor a 100 V, tornándose saturado cuando se excede tal valor de polarización.

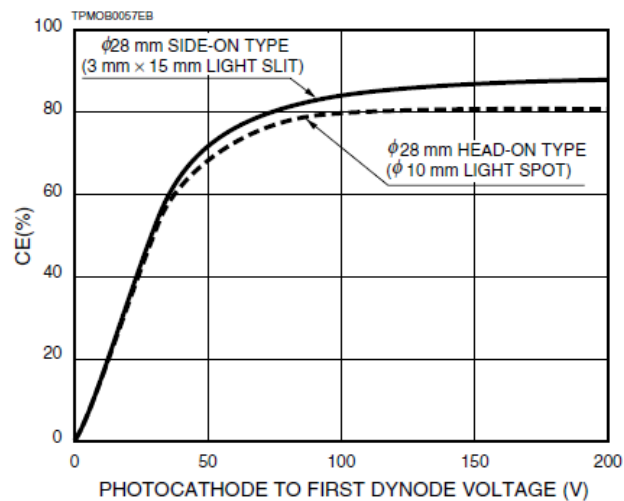


Figura A1.12. [23] Ejemplo. Relación existente entre la eficiencia de colección (CE) de los PMT's de 28 mm de diámetro y el voltaje presente entre el fotocátodo y el primer dinodo. La curva de línea continua refiere los PMT's de tipo "side on" mientras que la curva punteada refiere a los de tipo "Head on". El eje vertical mide CE porcentual mientras que el horizontal mide el voltaje entre fotocátodo y dinodo.

Ruido y PMT's.

Los Tubos Foto-Multiplicadores están diseñados para ser tan sensibles a la luz que el ruido es un ente que siempre acompañará a sus señales de salida aún y cuando sean utilizados en completa oscuridad. El ruido afecta la precisión del conteo, especialmente en casos en donde la tasa de cuentas es baja. A continuación se mencionarán algunas precauciones que debieran de ser tomadas en cuenta siempre que sea posible.

a) Emisión Térmica de electrones.

Los materiales usados en fotocátodos y dinodos de amplificación se caracterizan por tener funciones de trabajo bajas (energía requerida para liberar electrones en vacío); por tal motivo, emitirán “*electrones térmicos*” aún a temperaturas de recinto. La mayor parte del ruido en PMT’s es causado por estas emisiones térmicas, principalmente, por los que son liberados térmicamente desde el fotocátodo y amplificados por los dinodos correspondientes. Por lo anterior, el enfriamiento del fotocátodo es la técnica más efectiva para la reducción de ruido en aplicaciones donde niveles bajos de ruido son esenciales. Además de esto, es importante mencionar que debido a que la liberación de “electrones térmicos” se ve incrementada de acuerdo a un incremento en el tamaño del fotocátodo, es sumamente importante no sobredimensionar el área de detección, eligiendo solamente la necesaria.

La figura A1.13 muestra características térmicas para “cuentas oscuras” (conteo sin presencia de señal lumínica) medidas por varios tipos de fotocátodos. Estos ejemplos típicos varían considerablemente con el tipo de fotocátodo y su sensibilidad. Por ejemplo, se observa que los PMT’s de tipo “head on” con fotocátodos a base de *Ag-O-Cs*, *multialkali* y *GaAs*, presentan alta sensibilidad en el infra-rojo cercano, pero tienden a emitir una gran cantidad de “electrones térmicos”, aún a temperaturas de recinto, por lo que usualmente necesitan sistemas de enfriamiento prediseñados.

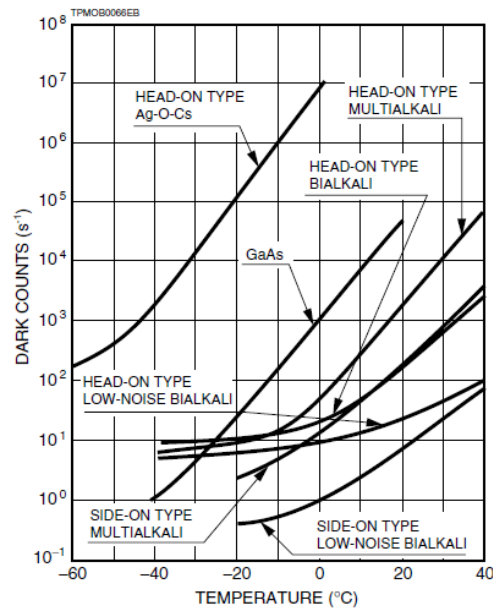


Figura A1.13. [22] Características Térmicas en cuentas oscuras para diferentes tipos de fotocátodos. El eje horizontal refiere el valor de la temperatura mientras que el eje vertical refiere la tasa de conteo en oscuridad.

b) Ruido Por Centelleo de Cristal.

Cuando los electrones se desvían de la trayectoria normal de amplificación, puede resultar un efecto de ruido. La figura A1.14 Muestra la corriente típica de ruido RMS contra la distancia entre el Tubo Foto-Multiplicador y el metal que lo encasilla, el cual se encuentra a un nivel de potencial de tierra. Esto implica que el ruido de centelleo en el cristal es causado por electrones “extraviados” y que son atraídos hacia el bulbo de cristal por un potencial mayor. Para minimizar el problema se puede reducir el voltaje de alimentación del PMT, usar un circuito divisor de voltaje con el cátodo a potencial de tierra o incrementar la distancia entre el PMT y su encasillado. Aunque la figura A1.14 es un ejemplo de un PMT tipo “side-on”, se observan características similares en los dispositivos tipo “head-on”.

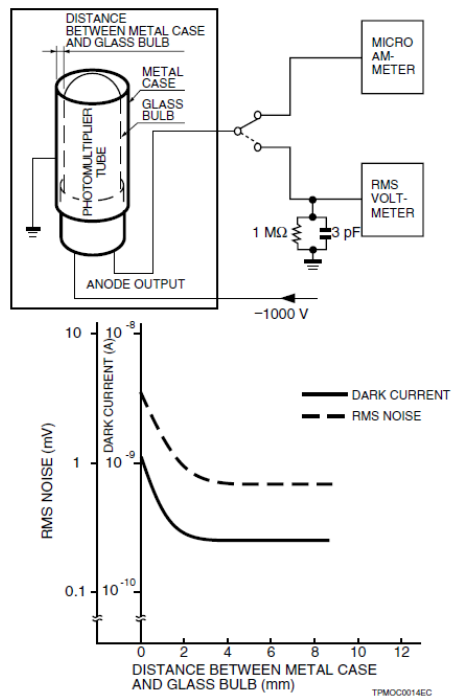


Figura A1.14. [23] Relación existente entre la corriente de oscuridad (y ruido RMS (mV)) y la distancia entre la estructura de encasillado y el bulbo de cristal de los PMTs. El eje horizontal presenta ésta distancia en mm, mientras que los ejes verticales representan al ruido RMS en (mV) y la corriente de oscuridad (A). La curva continua representa a la corriente de oscuridad, mientras que la línea punteada representa el ruido RMS. Nótese el decremento del ruido en general, al incrementar dicha distancia.

c) Ruido Por Fugas de Corriente.

Las fugas de corriente eléctrica representan otra fuente de ruido en el tratamiento de PMT's. Pueden incrementarse debido al imperfecto aislamiento de la base de los Tubos, en el caso de un solo PMT, o al imperfecto aislamiento de los "sockets" de los pines, para el caso de los Multi-ánodo. Otros factores, como la contaminación de las tarjetas de circuitería en donde se conecta a estos sensores, representan otra fuente posible para el ruido de fuga de corriente eléctrica. En este caso es necesario limpiar estas partes con un solvente adecuado, tal como el alcohol etílico.

Aunado a esto, cuando los PMT's son usados con un sistema de enfriamiento y la humedad se hace presente, las zonas de conexión se vuelven sujetas a posible condensación, dando lugar nuevamente a ruido por fugas de corriente eléctrica.

d) Ruido por Emisión de Campo.

Este es un ruido totalmente dependiente del voltaje de polarización en los PMT's. Cuando uno de estos dispositivos es polarizado muy cerca del máximo valor de su rango posible, la presencia de un fuerte campo eléctrico local puede dar origen a una pequeña cantidad de descarga eléctrica, ocasionando pulsos de oscuridad. Se recomienda operar a los Tubos Foto-Multiplicadores en general, a un nivel de voltaje menor que el máximo permitido.

e) Ruido Externo.

Además del ruido propio de los PMT's, pueden existir fuentes de ruido externas que pueden afectar la operación de estos dispositivos, encontrándose dentro de las más comunes, los generados por cargas inductivas. Se recomienda usar un *casing* que realice el papel de "escudo electromagnético". Además de esto, la vibración mecánica (en el caso de estar cerca de este tipo de cargas) puede resultar igualmente en fuentes de ruido mezclados con señal.

f) Resonancia.

Cuando la impedancia se encuentra desacoplada en la línea de salida de un PMT, la resonancia o reflexión de la señal puede hacerse presente, ocasionando errores de conteo. Este problema se torna más grave en circuitería diseñada para altas velocidades. El Tubo Foto-Multiplicador y el preamplificador deben de conectarse en una distancia tan corta como sea posible y se deberá seleccionar una impedancia adecuada para el preamplificador conectado a la salida del dispositivo.

Escudo Magnético.

La mayoría de los Tubos Foto-Multiplicadores son muy sensibles a campos magnéticos, ocasionando que la salida varíe inclusive con el magnetismo terrestre (aproximadamente 0.04 mT). La figura A1.15 muestra los ejemplos típicos de cómo los PMT's son afectados por la presencia de un campo magnético. Aunque los PMT's operando en modo de conteo digital de fotones son menos

sensibles al campo magnético que cuando operan en modo de detección por corriente analógica, estos dispositivos no deben de ser operados cerca de ningún dispositivo que produzca campos magnéticos (motores, herramientas metálicas magnetizadas, etc...). Si inevitablemente un el sensor tuviera que ser manipulado dentro de un campo magnético, es necesario cubrirlo con un encasillado de anti-magnetismo.

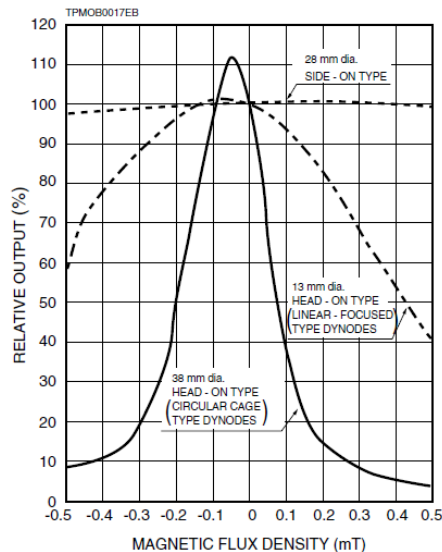


Figura A1.15. [23] Se ilustra la influencia del campo magnético para diferentes tipos de PMT's. Los sensores del tipo "side-on" presentan una mayor estabilidad respecto de su contraparte, los de tipo "head on". En la figura el eje horizontal representa la densidad del flujo magnético en mT, mientras que el eje vertical representa el nivel relativo de señal de salida.

Estabilidad y almacenamiento en oscuridad.

Tanto en el modo de conteo digital de fotones como en el modo de conteo por corriente analógica, la *corriente de oscuridad* y *cuentas oscuras* de un tubo fotomultiplicador, comúnmente se incrementarán después de que un nivel de luz intenso es irradiado sobre el fotocátodo, aún sin que el dispositivo esté polarizado. Para operar el PMT con buena estabilidad, es necesario dejar reposar al Tubo Foto-Multiplicador, impidiendo que la luz incidente entre al fotocátodo durante por lo menos una hora. A este proceso se le llama *almacenamiento en oscuridad* o *adaptación oscura*. Como se muestra en la figura A1.16, el almacenamiento en oscuridad es efectivo en la reducción rápida de cuentas oscuras para mediciones certeras.

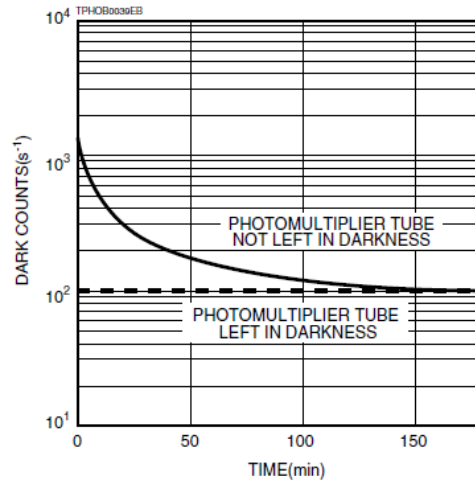


Figura A1.16. [23] Se muestra el efecto del almacenamiento en oscuridad para la reducción de ruido. En la figura, el eje horizontal refiere el tiempo en oscuridad, medido en minutos; el eje vertical representa las cuentas obtenidas sin presencia de señal de luz (cuentas oscuras). La curva continua muestra el comportamiento del sensor que es sometido a intensidades altas de luz (aún sin polarizar) y después puesto en oscuridad. Por otra parte, la curva punteada, describe el nivel de cuentas oscuras cuando el sensor ya ha pasado el tiempo suficiente para llegar al nivel de cuentas oscuras estable.

Uniformidad.

El parámetro de la uniformidad en las PMT's, refiere la variación de la salida del sensor con respecto a la posición del fotocátodo a través de la cual incide la luz. Aún cuando la luz pueda entrar de manera uniforme a través del fotocátodo completamente, algunos electrones emitidos desde cierta posición de éste, no son eficientemente recolectados por el dinodo 1. Este fenómeno ocasiona variaciones en la uniformidad como se muestra en la figura A1.16. Si los fotones entran por una posición de baja uniformidad, no todos los fotones emitidos desde ahí serán detectados, ocasionando un decremento en la eficiencia de detección. En general, Tubos Foto-Multiplicadores del tipo “head-on”, proporcionan una mejor uniformidad espacial respecto de los “side-on”. Para cualquiera de los dos tipos, se obtiene buena uniformidad cuando la luz entra alrededor del centro del fotocátodo. [22], [23].

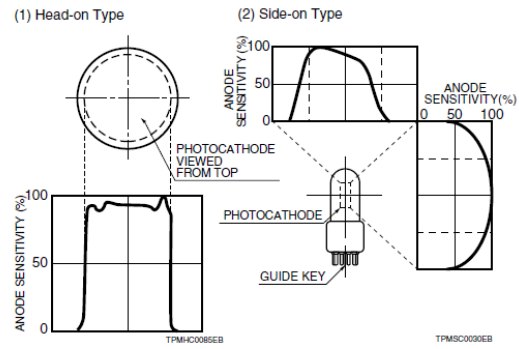


Figura A1.17. [23] Representación de la uniformidad relativa de detección en el fotocátodo para PMT's de tipo Head-on y side-on.

APÉNDICE 2.

ESTIMACIÓN DEL ERROR PARA LA ADQUISICIÓN DE SEÑALES DEL MAPMT H7546B CON UN OSCILOSCÓPIO DE 300MHz DE ANCHO DE BANDA.

Un osciloscopio es un sistema cuyo funcionamiento puede entenderse de forma práctica, bajo la analogía de una cámara que captura imágenes de señales, las cuales, pueden ser observadas e interpretadas. La velocidad del obturador, condiciones de iluminación, el tipo de la película, afectan a la capacidad de la cámara para la captura de una imagen clara y precisa. Del mismo modo, los subsistemas básicos de un osciloscopio y las consideraciones de sus prestaciones, afectan de forma significativa a su capacidad para conseguir la integridad necesaria de la señal.

Ancho de Banda.

El ancho de banda es el parámetro fundamental del cual depende una correcta representación de las señales en cuestión. Este parámetro representa la capacidad básica del instrumento para medir una señal; conforme aumenta la frecuencia de la señal, disminuye la capacidad del osciloscopio para representarla con exactitud.

El ancho de banda de un osciloscopio indica el rango de frecuencias que éste puede medir con precisión, y se define formalmente como la frecuencia a la cual una señal sinusoidal se presenta atenuada al 70,7% respecto de su amplitud real. Este punto se conoce como el punto a -3 dB, basándose en una escala logarítmica. [24].

Sin un ancho de banda adecuado, el osciloscopio no podrá resolver los cambios “rápidos” o de alta frecuencia. **La amplitud de la señal se presentará distorsionada, los flancos se tornaran “suaves” y los detalles se perderán.** (Ver la figura A2.1).



Figura A2.1. Un mayor ancho de banda por parte del osciloscopio permite reproducir con mejor precisión el comportamiento de una señal. Tal efecto se ilustra en esta figura en donde para la misma señal de entrada se tienen representaciones diferentes para los anchos de banda de 250MHz, 1GHz y 4GHz.

Para determinar el ancho de banda necesario por un osciloscopio para representar a una señal en una aplicación específica, es conveniente aplicar la denominada "Regla de las 5 veces"; la cual, garantiza errores de medición menores al $\pm 2\%$; valor típicamente suficiente para las aplicaciones actuales.

$$AB_{osc} = 5 \times f_{max} \quad (a2.1)$$

donde:

AB_{osc} : ancho de banda requerido por el osciloscopio,

f_{max} : componente en frecuencia más alta de la señal a medir.

Sin embargo, al aumentar la velocidad de una señal, no siempre es posible lograr estas condiciones.

Tiempo de Subida.

El tiempo de subida es un parámetro que se relaciona directamente con el ancho de banda de un osciloscopio. Este parámetro cuantifica el tiempo que tarda la amplitud instantánea de la señal en cambiar del 10% al 90% de su valor pico, como se muestra en la figura A2.2. [24].

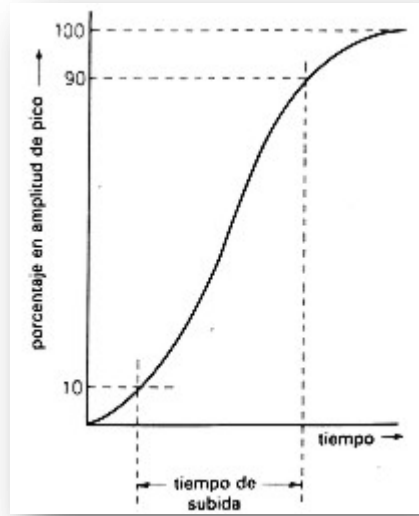


Figura A2.2. Representación del tiempo de subida de una señal.

En términos electrónicos, las medidas del tiempo de subida son críticas. Es muy usual cuantificar este parámetro al medir señales digitales y en general alguna representación basada en pulsos o escalones (como en el caso de los pulsos de salida de un MAPMT). El osciloscopio deberá tener un tiempo de subida suficientemente pequeño para capturar con precisión los detalles de las transiciones rápidas. [24].

De forma análoga al ancho de banda, partiendo del siguiente modelo (ecuación a2.2) se puede estimar el valor de tiempo de subida que debe tener un osciloscopio para llevar a cabo mediciones que no superen el nivel de error del $\pm 2\%$:

$$t_{s_osc} = t_{s_señal} \div 5 \quad (a2.2)$$

donde:

t_{s_osc} : es el tiempo de subida requerido por el osciloscopio;

$t_{s_señal}$: es el tiempo de subida menor de la señal a medir.

De la misma manera que en el caso del ancho de banda, la consecución de esta regla práctica puede no siempre ser posible dada la alta velocidad de las señales actuales. Sin embargo, hay que recordar siempre que un osciloscopio con tiempos de subida más rápidos capturará más precisamente los detalles críticos de las transiciones rápidas. En algunas aplicaciones, sólo es posible conocer el tiempo de subida de una señal. El ancho de banda y el tiempo de subida de un osciloscopio se pueden relacionar mediante una constante, utilizando la ecuación (a2.3):

$$AB_{osc} = \frac{k}{t_{s_osc}} \quad (a2.3)$$

donde k es un valor entre 0.35 y 0.45, dependiendo de la forma de la curva de respuesta en frecuencia del osciloscopio y de la respuesta del tiempo de subida. Los osciloscopios con un ancho de banda <1 GHz típicamente tienen un valor de 0.35, mientras que los osciloscopios con un ancho de banda >1 GHz tienen habitualmente valores entre 0.40 y 0.45. [24].

Entonces, atendiendo nuestra necesidad de medir pulsos provenientes del ánodo del MAPMT H7546B, cuyo tiempo de levantamiento típico proporcionado por el fabricante es de 1ns (ver hojas de datos anexas en este apéndice) y empleando el modelo (a2.2), podemos saber el tiempo de levantamiento necesario por el osciloscopio designado a la medición. Esto es, $1ns/5 = 200 ps$. Es importante notar que podemos conocer el tiempo de levantamiento necesario por el osciloscopio a partir del tiempo de levantamiento típico de dichos pulsos.

Entonces podemos sustituir el tiempo de levantamiento necesario por el instrumento en la ecuación (a2.3) para conocer el ancho de banda del mismo. Para ello empleamos los valores de $k=0.35$, 0.4 y 0.45 , contemplando que el ancho de banda resultante pudiera ser tanto mayor a 1GHz , como menor a éste.

$$AB_{osc} = \frac{0.35}{200ps} = 1.75\text{GHz}; \quad AB_{osc} = \frac{0.40}{200ps} = 2\text{GHz}; \quad AB_{osc} = \frac{0.45}{200ps} = 2.25\text{GHz};$$

Debido a que los anchos de banda obtenidos superan el valor de 1GHz , sabemos que el factor de $k=0.35$ supuesto debe ser descartado. Entonces, de estos resultados se puede decir que el osciloscopio empleado para la medición de los pulsos del MAPMT H7546B, necesitaría un ancho de banda del orden de los 2GHz para asegurar que se trabajaría en un régimen de errores de medición menores al $\pm 2\%$. Dado que al momento de desarrollar este trabajo de tesis no se tuvo acceso a un instrumento de medición con tales características, se procedió a realizar simulaciones por vía de software para estimar los errores por emplear un instrumento con 300MHz de ancho de banda (osciloscopio MSO 3032 de Tektronix); equipo con el que cuenta el laboratorio de detectores del ICN.

Es importante notar que el modelo (a2.3) se satisface para el osciloscopio MSO-3032 empleado, cuyo ancho de banda es de 300MHz para un tiempo de levantamiento de 1.17ns reportado por el fabricante (ver tabla 2.3.2.1).

Se decidió entonces por emplear dos tipos de software con el objetivo de comparar los resultados esperados. Estos fueron *LabVIEW* y *Matlab*. El primero es un software que utiliza el denominado lenguaje G (lenguaje gráfico) a partir de herramientas prediseñadas y orientadas a objetos, principalmente en lo que respecta a la adquisición de datos, análisis y procesamiento de ellos, así como al control de instrumentación y “hardware” en general. En lo que respecta a *Matlab*, éste es un software programado en base de los lenguajes “C” y “Java”, cuyo fin originalmente era hacer más simple el tratamiento de datos para cálculos matriciales en general, pero actualmente su desarrollo permite usar herramientas para el análisis en ambientes de Matemáticas, Diseño de Sistemas de Control, Procesamiento de Señales y Comunicaciones, Procesamiento de Imágenes, Sistemas de Pruebas y Medidas, Biología Computacional, entre otros.

La idea fundamental de la simulación del comportamiento del osciloscopio parte del hecho de que este instrumento puede entenderse, para tales fines, como un sistema de filtraje de señales, el cual permite el paso a señales con frecuencias que van desde bajas (electrónicamente hablando), hasta un cierto valor de frecuencias determinado por el ancho de banda del filtro, en este caso, el ancho de banda del osciloscopio; es decir, el osciloscopio se ajusta adecuadamente al esquema de un filtro “paso-bajas”.

Gracias a la versatilidad actual de los esquemas digitales orientados al desarrollo de filtros, podemos emplear los algoritmos existentes para simular el comportamiento de un sistema de filtraje “paso-bajas”. Sin embargo, además de clasificar el comportamiento del filtro en términos del espectro que aceptan, es necesario determinar el tipo de filtro en términos de su respuesta al impulso unitario. Esta característica se refiere a *la estabilidad* del sistema ante una entrada. Básicamente existen dos tipos. Los filtros “FIR” y los “IIR”. Los del tipo FIR o de *respuesta al impulso finita*, tienen la característica de que si su señal de entrada es un impulso (delta de Kronecker), su señal de salida es modelada por un número finito de términos no nulos, usando para ello el valor actual de la señal de entrada y valores anteriores. [25]. Por tal, se les denomina filtros no-recursivos. Su expresión en el dominio del tiempo discreto es:

$$y_n = \sum_{k=0}^{N-1} b_k x(n-k) \quad (\text{a2.4})$$

En la expresión anterior, N es el orden del filtro, que también coincide con el número de términos no nulos y con el número de coeficientes del filtro. Los coeficientes son b_k .

La salida también puede expresarse como la convolución de la señal de entrada $x(n)$ con la respuesta impulsional $h(n)$:

$$y_n = \sum_{k=0}^{N-1} h_k (x_{n-k}) \quad (\text{a2.5})$$

La estructura básica de un FIR entonces se puede representar como se observa en la figura A2.3.

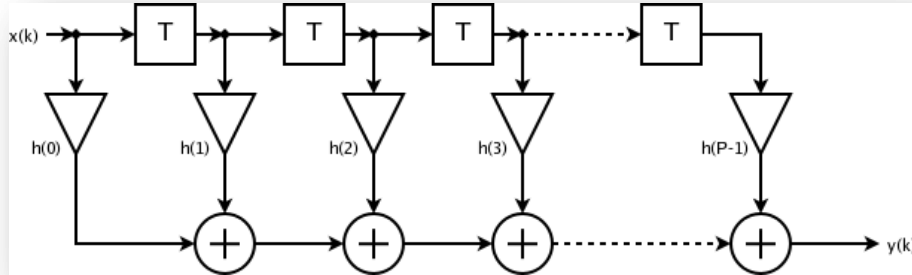


Figura A2.3. Diagrama a bloques de la representación de un filtro tipo FIR. Los términos $h(n)$ son los coeficientes y los T son retardos.

Los filtros FIR tienen la gran ventaja de que son siempre estables. [25]. Por el contrario también tienen la desventaja de necesitar un orden mayor respecto a los filtros IIR para cumplir las mismas características. Esto se traduce en un mayor gasto computacional.

En lo que respecta a los filtros IIR, o *de respuesta al impulso infinita*, como su nombre lo indica, si la señal de entrada es un impulso (delta de kronecker), la salida del filtro puede ser representada como la sumatoria de un conjunto infinito de términos no nulos, es decir, el sistema nunca vuelve al reposo. La salida de los filtros IIR depende de las entradas actuales y pasadas, además de las salidas en instantes anteriores.[26]. Esto se consigue mediante el uso de la realimentación en la salida. Su modelo en el tiempo discreto es como se expresa en la ecuación (a2.6)

$$y_n = b_0x_n + b_1x_{n-1} + \dots + b_Nx_{n-N} - a_1y_{n-1} - a_2y_{n-2} - \dots - a_My_{n-M} \quad (a2.6)$$

Donde \mathbf{a} y \mathbf{b} son los coeficientes del filtro. El orden es el máximo de los valores de \mathbf{M} y \mathbf{N} , que a su vez, son los términos que determinan la cantidad de polos y ceros en la función de transferencia (ver ecuación (a2.7).

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \quad (\text{a2.7})$$

Hay numerosas formas de implementar los filtros IIR. La estructura afecta a las características finales que presentará el filtro, tales como la estabilidad. Otros parámetros a tener en cuenta a la hora de elegir una estructura es el gasto computacional que presenta. Esto es importante a la hora de la implementación, pues presenta una menor carga computacional. [26].

En el caso del sistema de filtraje que constituye al osciloscopio, sabemos que es un sistema estable, dado que para ningún tipo de señal de entrada presenta un número de oscilaciones infinitas, por el contrario, alcanza un valor proporcional al de la señal de entrada en un lapso de tiempo definido. Aunado a esto, la señal de salida de este sistema depende de la señal de entrada en el instante presente e instantes anteriores, por lo que, un modelo de filtro FIR satisface adecuadamente este comportamiento.

El procedimiento de análisis radica en comparar el área obtenida al hacer pasar una señal de prueba por un filtro con frecuencia de corte de 300MHz con el área obtenida para esa misma señal de prueba a través de un filtro de 2GHz. En el primer caso se implementa el comportamiento de filtraje que se imprime a las mediciones reales por parte del osciloscopio MSO-3032 con el que se realizó la adquisición. En el segundo caso, se reproduce el comportamiento de filtraje que un ancho de banda ideal (para esta aplicación) imprimiría a dicha señal de prueba. A partir del uso de la ecuación (a2.2) se determinó el tiempo de levantamiento necesario para medir los pulsos típicos del sensor; posteriormente, con la ecuación (a2.3) se obtuvo su ancho de banda equivalente, el cual, es de al menos 2GHz para poder medir un tiempo de levantamiento típico de 1ns con errores menores al $\pm 2\%$. Debido a que el ancho de banda se define para una senoide, la señal de prueba es una señal senoidal a 400MHz. Este valor de frecuencia se debe a que es la máxima frecuencia para la cual el filtro de 2GHz (filtro ideal) permite medir con dicho nivel de error; es decir, la máxima frecuencia para la cual se satisface el criterio de las 5 veces (máximo error esperado). La amplitud fue elegida como unitaria por simplicidad.

Es importante hacer notar que, el hecho de que la característica de comparación sea el área de la señal a la salida de los filtros, es debido a que en el algoritmo desarrollado en el capítulo 2, con el cual se analiza el valor de carga de un fotón detectado por el MAPMT, el valor de la señal de voltaje es escalado por la impedancia del sistema de adquisición y entonces expuesto en términos de corriente eléctrica; al hacer la integral temporal de la forma de onda de corriente, se obtiene el valor correspondiente a la carga eléctrica que representa a ese fotón de llegada, por lo que, ya sea en términos de voltaje o corriente, el área de la señal detectada es siempre proporcional a la carga del fotón detectado por el sensor.

Así entonces por vía de software, tanto en Matlab como en LabVIEW, se implementó un programa de simulación, el cual, genera una señal senoidal de prueba a 400 MHz como entrada a esquemas de filtros programables, y cuyos anchos de banda fueron 2 GHz y 300 MHz. Por medio de una herramienta de integración, se obtiene el área del semiperiodo de la señal original y el área del semiperiodo de cada señal a la salida de los filtros antes mencionados. El valor del área del semiperiodo a la salida de cada filtro es entonces restado del valor de área del semiperiodo de la señal original, y el resultado de la diferencia a su vez, es dividido por el área del semiperiodo de la señal original. El resultado entonces es multiplicado por el escalar 100 para obtener el error porcentual a la salida de cada filtro. Es importante mencionar que el hecho de haber tomado únicamente el área del semiperiodo, es debido a que el valor de la integral de un periodo completo es igual al valor de componente de corriente directa que posee la señal senoidal, en este caso dado que la generación no posee “offset”, es igual a cero, por lo que no podríamos comparar valores nulos.

La siguiente tabla A2.1 resume los resultados obtenidos por vía de *Matlab* y *LabVIEW* respectivamente.

<i>SOFTWARE</i>	<i>AREA ORIGINAL</i>	<i>AREA FILTRO DE 2GHz</i>	<i>AREA FILTRO DE 300 MHz</i>	<i>ERROR FILTRO 2GHz</i>	<i>ERROR FILTRO 300MHz</i>
<i>Matlab</i>	7.95512×10^{-10}	7.83647×10^{-10}	7.01532×10^{-10}	1.49%	11.81%
<i>LabView</i>	7.95513×10^{-10}	7.82541×10^{-10}	6.86535×10^{-10}	1.63%	13.70%

Tabla A2.1 Errores porcentuales obtenidos en LabVIEW y Matlab para la simulación de filtrajes a 2 GHz y 300 MHz respectivamente.

Al observar los resultados anteriores podemos visualizar, en primer lugar, que para ambos casos la regla de las 5 veces se satisface al obtener menos del 2% de error previsto para el filtro de 2GHz. Por otra parte, dado que los esquemas para el filtraje FIR seleccionados son pasivos (no contienen etapas de amplificación) y debido a que el comportamiento de un osciloscopio tiende a representar amplitudes menores o iguales a la de la señal original, los resultados deben interpretarse como que, el osciloscopio de ancho de banda de 300MHz subestima, hasta en un 14% aproximadamente, el área (o carga como se explicó previamente) de las señales provenientes del MAPMT H7546B empleado.

Las figuras A2.4 (a) y A2.4 (b), muestran la pantalla de usuario resultantes de la programación de las simulaciones descritas anteriormente por vía de *Matlab* y *LabVIEW* respectivamente.

```
Command Window
New to MATLAB? Watch this Video, see Demos, or read Getting Started.

area_or =

    7.955128988443492e-010

area_2G =

    7.836470299564549e-010

area_300M =

    7.015329365176494e-010

error_2G =

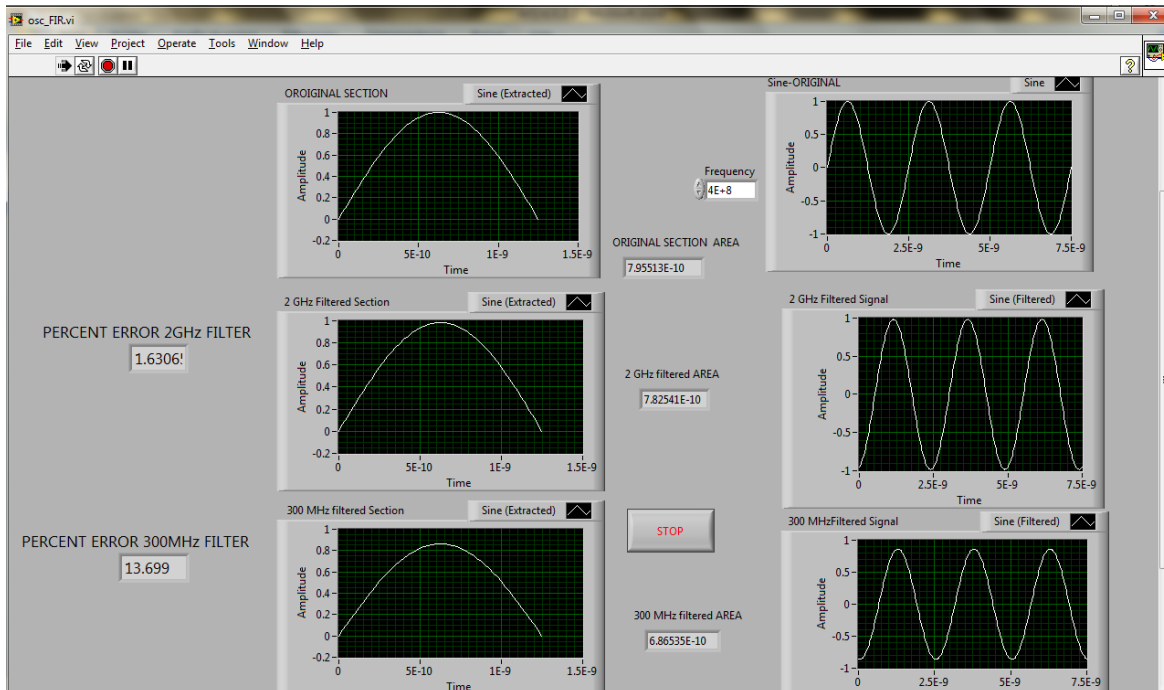
    1.491599810025961e+000

error_300M =

    1.181375719529195e+001

fx >> |
```

(a)



(b)

Figura A2.4. Pantalla de resultados del proceso de simulación de filtros para osciloscopios de 2 GHz y 300 MHz por vía de: (a) Matlab y (b) LabVIEW.

Feature

- Low Power Consumption
- I.C. compatible

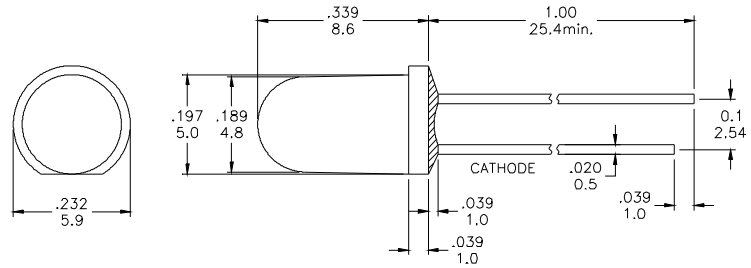
Applications

- Disinfection and Sterilization
- Adhesive Curing
- Leak Detection
- Authentication

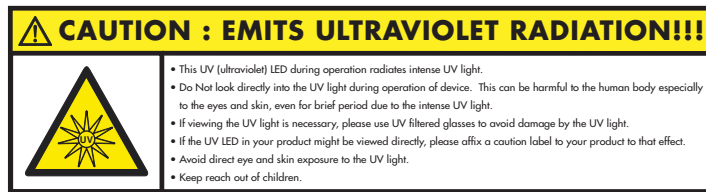
Description

- These LEDs are Based on InGaN Material Technology
- Emitted color: Purple (UV)
- Water Transparent Lens

Package Dimension



* Tolerance : $\pm \frac{0.01}{0.25}$ Unit : $\pm \frac{\text{inch}}{\text{mm}}$



Absolute Maximum Ratings at Ta=25°C

Symbol	Parameter	Max.	Unit
PD	Power Dissipation	120	mW
VR	Reverse Voltage	5	V
IAF	Average Forward Current	30	mA
IPF	Peak Forward Current (Duty=0.1, 1kHz)	100	mA
—	Derating Linear Form 25°C	0.4	mA/°C
Topr	Operating Temperature Range	-20 to + 80	°C
Tstg	Storage Temperature Range	-20 to + 100	°C
Lead Soldering Temperature [1.6mm (0.063inch) From Body] 260°C For 5 Seconds.			

Electrical / Optical Characteristics and Curves at Ta=25°C

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
VF	Forward Voltage	IF= 20 mA	2.8	3.0	3.6	V
IR	Reverse Current	VR= 5 V			50	μ A
Δ θ	Half Intensity Angle	IF= 20 mA	10	15	20	Deg.
IV	Luminous Intensity	IF= 20 mA	--	200	--	med.
λ p	Peak Wavelength	IF= 20 mA	400	405	--	nm

Electrical Characteristics at Ta=25°C

Symbol	I _v		V _F		λ _p	
Parameter	Luminous Intensity		Forward Voltage		Peak Wavelength	
Condition	IF=20mA		IF=20mA		IF=20mA	
Unit	mcd		V		nm	
Binning	Grade	Range	Grade	Range	Grade	Range
	BIN10	125~175	P0	2.8~3.0	U6	400~405
	BIN11	175~245	P1	3.0~3.2	U7	405~410
			P2	3.2~3.4		
			P3	3.4~3.6		

Intensity: Tolerance of minimum and maximum = ± 15%

V_f: Tolerance of minimum and maximum = ± 0.05v

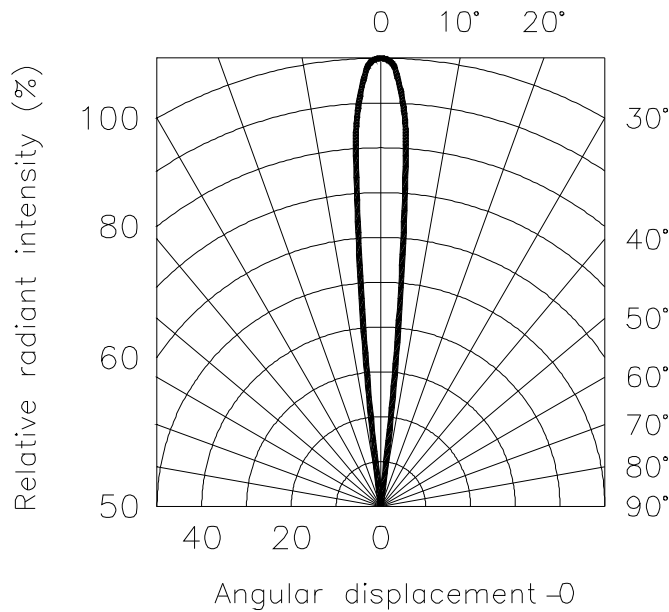
NOTE:

1. Static electricity and surge damages the LED. It is recommend to use a anti-static wrist band or anti-electrostatic glove when handing the LEDs. All devices, equipment and machinery must be properly grounded.

Radiation Diagram

IF=20 mA 50% Power Angle Angle =15°

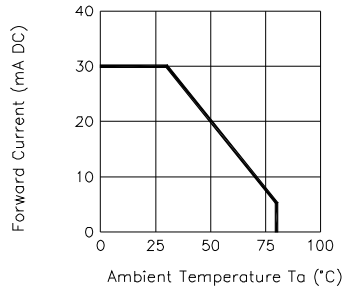
Radiation Diagram



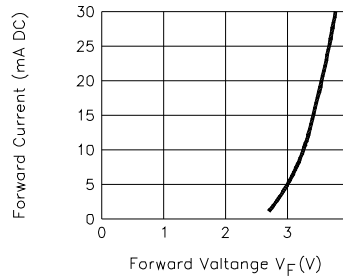
UV

Typical Electro-optical Characteristic Curves (25°C Free Air Temperature Unless Otherwise Specified)

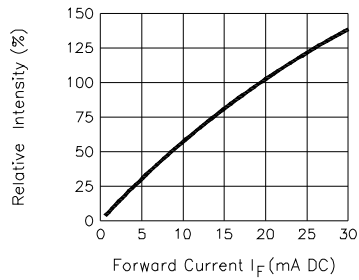
Forward Current
Vs. Ambient Temperature



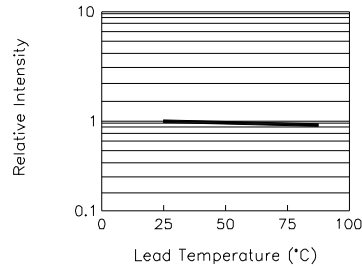
Forward Current
Vs. Forward Voltage



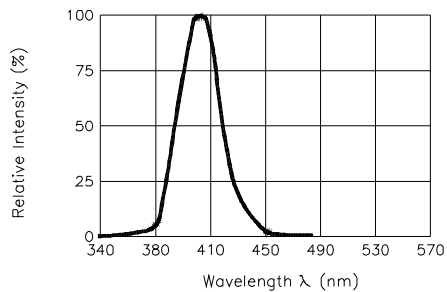
Relative Intensity
Vs. Forward Current



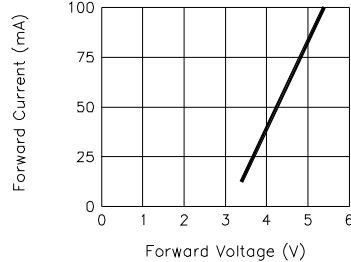
Relative Intensity
Vs. Lead Temperature
(Pulsed 20 mA; 300us pulse,
10ms period)



Relative Intensity Vs. Wavelength



Peak Forward Voltage
Vs. Forward Current
(100us test pulse,
1% duty cycle)



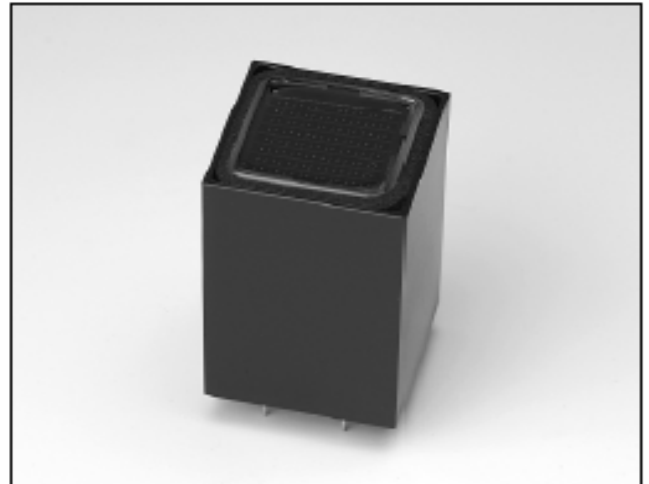
8 × 8 Multianode, High Speed Response, Low Cross-talk, 30 mm Square
Bialkali and Multialkali Photocathode, 12-stage, Head-on Type

FEATURES

- 8 × 8 Multianode, Anode Size: 2 mm × 2 mm / Anode
- Effective Area: 18.1 mm × 18.1 mm
- High Speed Response
- Low Cross-talk: 2 % Typ.
- High Cathode Sensitivity
 - Luminous 200 $\mu\text{A}/\text{lm}$ Typ. (-01 Type)
 - Luminous 500 $\mu\text{A}/\text{lm}$ Typ. (-20 Type)
- Two Configurations are Available for -HV Input (see figure 8)
 - H7546A: Cable Input Type
 - H7546B: Hard Pin Input Type
- Weight: Approx. 80 g (H7546A)
Approx. 60 g (H7546B)

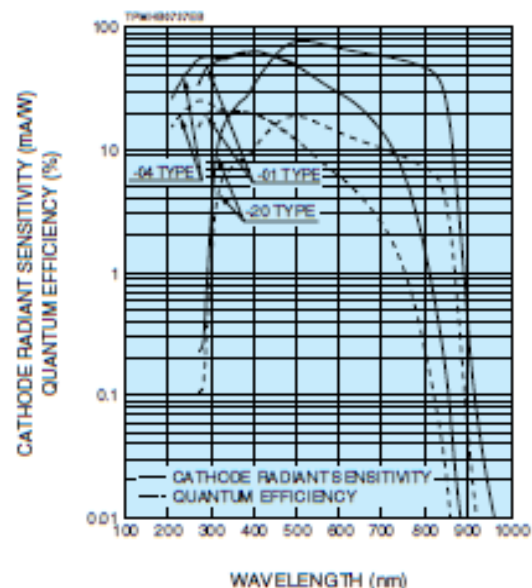
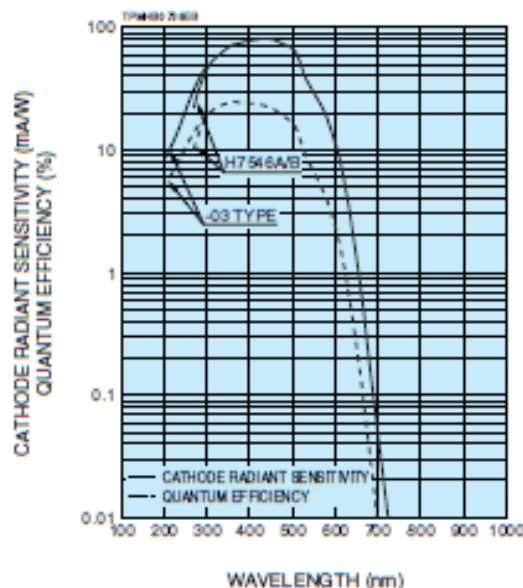
APPLICATIONS

- High Energy Physics
- Flow Cytometer (-01, -20 Type)
- DNA Sequencer (-01, -20 Type)



H7546B

Figure 1: Typical Spectral Response



MULTIANODE PHOTOMULTIPLIER TUBE ASSEMBLY H7546A, H7546B

Type No.	Spectral Response		Photo-cathode Material	Window Material	Dynode Structure / Stages	Maximum Ratings		Cathode Characteristics				
	Range (nm)	Peak Wavelength (nm)				Supply Voltage Between Anode and Cathode (V)	Average Anode Output Current in Total (mA)	Luminous		Blue Sensitivity Index (CS 5-58) Typ.	Red/White Ratio (R-68) Typ.	Radiant Typ. (mA/W)
								Min. (μ A/m)	Typ. (μ A/m)			
H7546A/B	300 to 650	420	BA	K	MC/12	-1000	0.023	60	80	9.5	—	80
H7546A/B-01	300 to 880	420	MA	K	MC/12	-1000	0.023	150	200	—	0.25	65
H7546A/B-03	185 to 650	420	BA	U	MC/12	-1000	0.023	60	80	9.5	—	80
H7546A/B-04	185 to 880	420	MA	U	MC/12	-1000	0.023	150	200	—	0.2	65
HH7546A/B-20	300 to 920	530	MA	K	MC/12	-1000	0.023	350	500	—	0.4	78

NOTE: (A) BA: Bi-alkali, MA: Multi-alkali
 (B) K: Borosilicate glass, U: UV glass
 (C) MC: Metal channel

Figure 2: Typical Gain

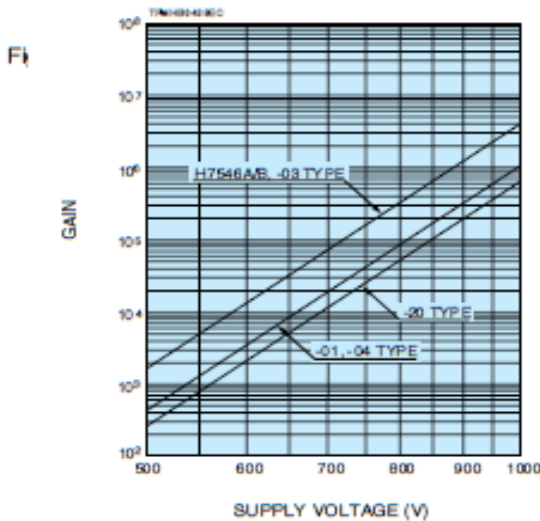


Figure 3: Time Response (Example)

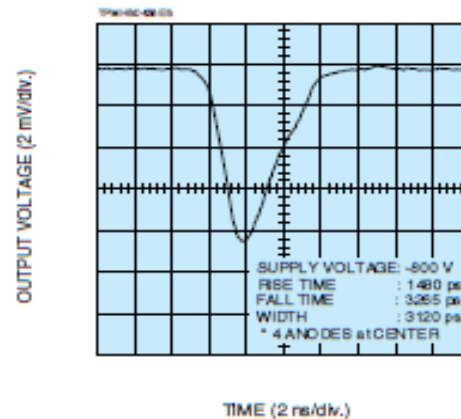


Figure 4: Single Photoelectron PHD per Channel (Example)

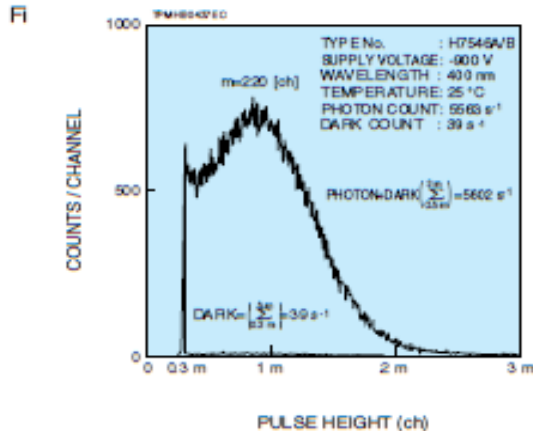


Figure 5: Anode Cross-talk (Example)

0.3	1.4	0.4
0.8	100	1.2
0.2	1.1	0.3

SUPPLY VOLTAGE: -800 V
 LIGHT SOURCE: TUNGSTEN LAMP (D.C. LIGHT)
 (with ϕ 1 mm optical fiber on Photocathode)

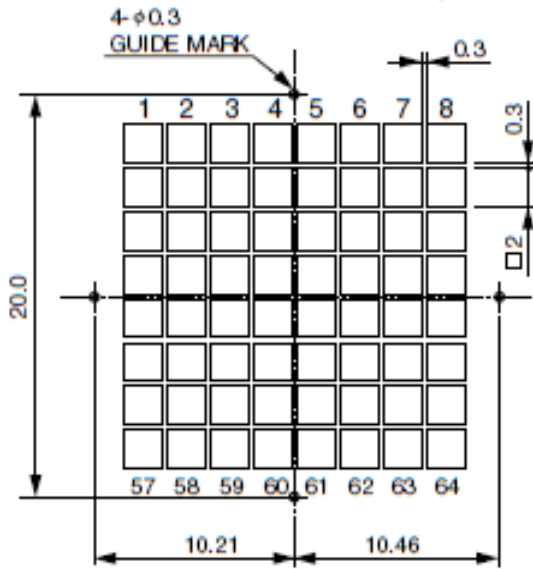
Anode to Cathode Supply Voltage (V)	Anode Characteristics								Pulse Linearity per Channel		Uniformity Between Each Anode		Type No.
	Luminous		Gain Typ.	Dark Current per Channel (After 30 min)		Time Response			2 % Deviation (mA)	5 % Deviation (mA)	Typ.	Max.	
	Min. (A/lm)	Typ. (A/lm)		Typ. (nA)	Max. (nA)	Rise Time	Transit Time	TTS					
			Typ. (ns)			Typ. (ns)	Typ. (ns)						
-800	8	24	0.3×10^6	0.2	2	1.0	12.0	0.38	0.3	0.6	1: 2.5	1: 4	H7546A/B
-800	5	15	0.8×10^5								1: 3	1: 5	H7546A/B-01
-800	8	24	0.3×10^6								1: 2.5	1: 4	H7546A/B-03
-800	5	15	0.8×10^5								1: 3	1: 5	H7546A/B-04
-800	5	25	0.5×10^5								1: 3	1: 5	H7546A/B-20

VOLTAGE DISTRIBUTION RATIO AND SUPPLY VOLTAGE

Electrodes	K	Dy1	Dy2	Dy3	Dy4	Dy5	...	Dy9	Dy10	Dy11	Dy12	P
Ratio		3	2	2	1	1	1...1	1	1	2	5	

Supply Voltage: -800 V, K: Cathode, Dy: Dynode, P: Anode

Figure 6: Anode Matrix and Guide Mark (Unit: mm)



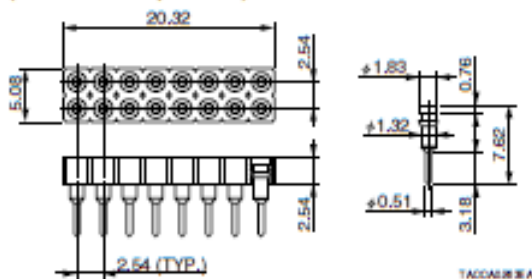
Anode Pattern

GUIDEMARK

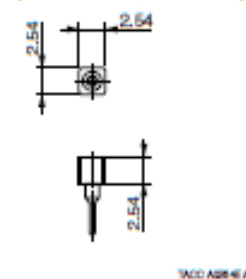
The guide marks are holes of 0.3 mm in diameter on the electrode plate. They can be seen from top of the H7546 series through its photocathode. They can be used for positioning when scintillating or optical fibers are coupled to the H7546 series.

Figure 7: Suitable Sockets (Unit: mm) Supplied

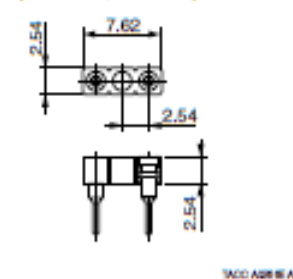
SD-108-T-22 × 4 pcs
(for Anode Output Pins)



SS-101-T-22 × 2 pcs
(for for GND, DY12 Pin)



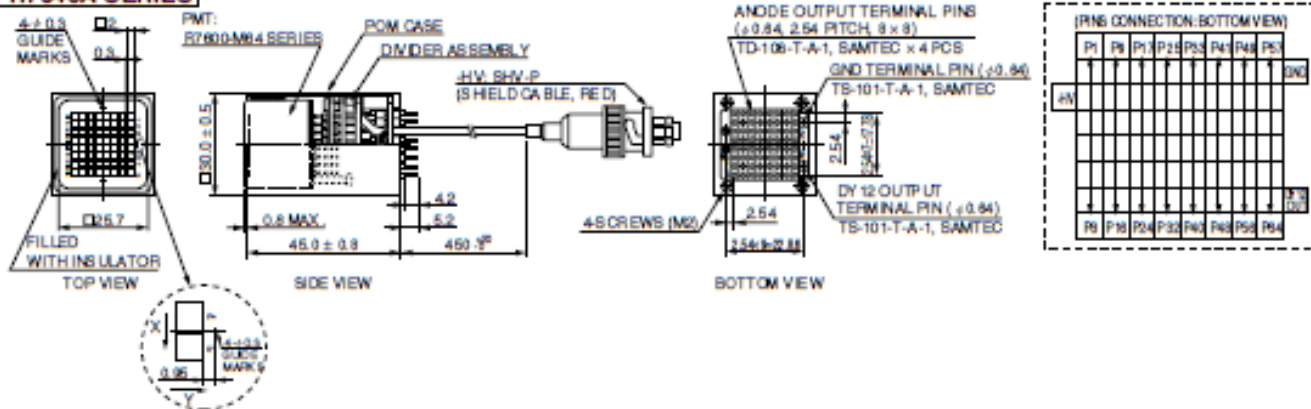
ASP-24307-02*
(for GND, -HV Pin) * H7546B Only



MULTIANODE PHOTOMULTIPLIER TUBE ASSEMBLY H7546A, H7546B

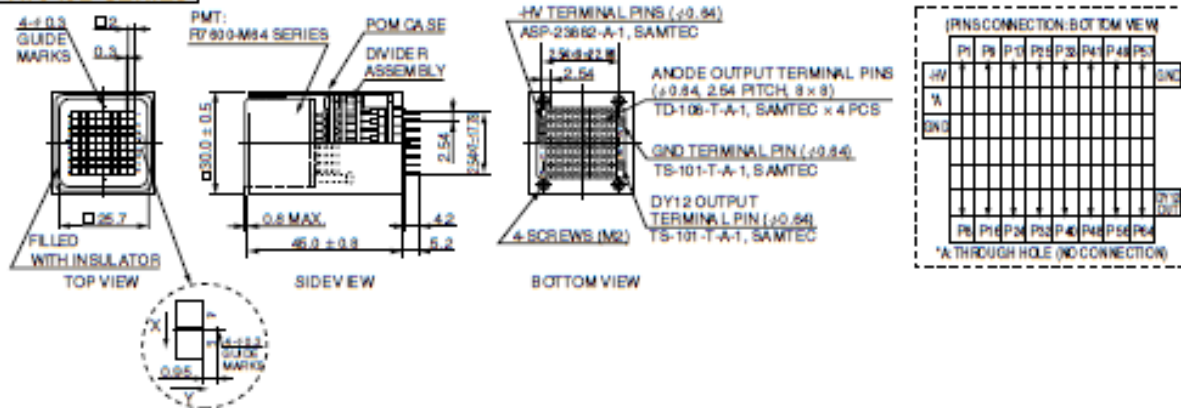
Figure 8: Dimensional Outline and Basing Diagram (Unit: mm)

H7546A SERIES



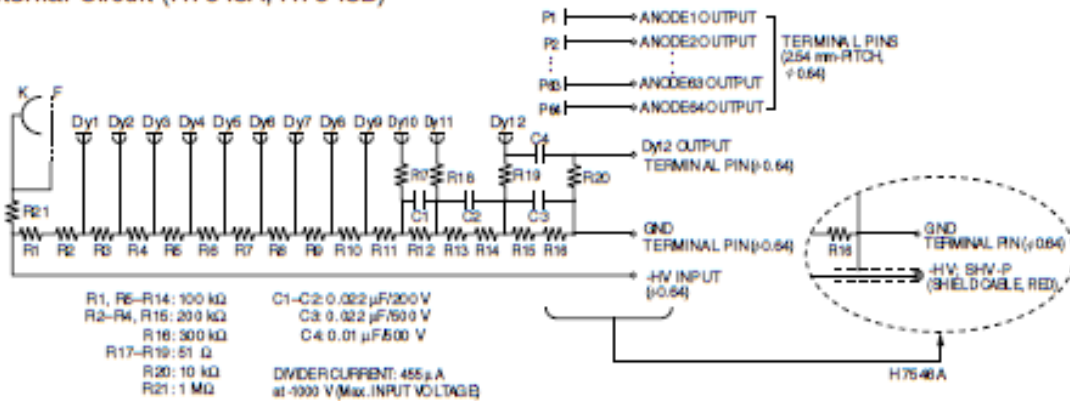
TPM124060

H7546B SERIES



TPM124061

Figure 9: Internal Circuit (H7546A, H7546B)



TPM124062

HAMAMATSU

WEB SITE www.hamamatsu.com

HAMAMATSU PHOTONICS K.K., Electron Tube Division

314-5, Shimokanzo, Iwata City, Shizuoka Pref., 438-0193, Japan, Telephone: (81)539/62-5248, Fax: (81)539/62-2205

U.S.A.: Hamamatsu Corporation, 360 Foothill Road, P. O. Box 6910, Bridgewater, N.J. 08807-0910, U.S.A., Telephone: (1)908-231-0960, Fax: (1)908-231-1218 E-mail: usa@hamamatsu.com

Germany: Hamamatsu Photonics Deutschland GmbH, Azbergstr. 10, D-82211 Herrsching am Ammersee, Germany, Telephone: (49)9152-375-0, Fax: (49)9152-3558 E-mail: info@hamamatsu.de

France: Hamamatsu Photonics France S.A.R.L., 19, Rue du Saule Tapu, Parc du Moulin de Masay, 91882 Masay Cedex, France, Telephone: (33)1 69 53 71 00, Fax: (33)1 69 53 71 10 E-mail: france@hamamatsu.fr

United Kingdom: Hamamatsu Photonics UK Limited, 2 Howard Court, 10 Tavon Road Welwyn Garden City Hertfordshire AL7 1BW, United Kingdom, Telephone: 44-(0)1707-294880, Fax: 44(0)1707-325777 E-mail: info@hamamatsu.co.uk

North Europe: Hamamatsu Photonics Norden AB, Svedenvägen 12, SE-171-41 SOLNA, Sweden, Telephone: (46)8-609-031-00, Fax: (46)8-609-031-01 E-mail: info@hamamatsu.se

Italy: Hamamatsu Photonics Italia S.R.L., Strada della Mole, 1/E, 20120 Anzola (Milano), Italy, Telephone: (39)02-936 51 733, Fax: (39)02-936 51 741 E-mail: info@hamamatsu.it

TPM1240E12
SEPT. 2007 IP

REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 1.

- [1] http://jemeuso.riken.jp/JEM-EUSO_pamphlet_en.pdf
- [2] *Report on the Phase A study 2010 (Purple Book)*. JEM-EUSO Collaboration. pp 32-36.
- [3] *Report on the Phase A study 2010 (Purple Book)*. JEM-EUSO Collaboration. pp 3-6.
- [4] *Report on the Phase A study 2010 (Purple Book)*. JEM-EUSO Collaboration. pp 36-52.
- [5] *Report on the Phase A study 2010 (Purple Book)*. JEM-EUSO Collaboration. pp 49.
- [6] EUSO-OM Team, "Optics Module Design", EUSO-DESIGN-001-2, 11 September 2003
- [7] *Report on the Phase A study 2010 (Purple Book)*. JEM-EUSO Collaboration. pp 179.
- [8] EUSO Collaboration, —EUSO Red Book – Report on the Phase A Study , EUSO-PI-REP-005, 2004.
- [9] *Report on the Phase A study 2010 (Purple Book)*. JEM-EUSO Collaboration. pp 85-89.
- [10] *Report on the Phase A study 2010 (Purple Book)*. JEM-EUSO Collaboration. pp 116-118.
- [11] *Report on the Phase A study 2010 (Purple Book)*. JEM-EUSO Collaboration. pp 207-215.
- [11-a]. *JEM-EUSO mission on the ISS with the aim of performing particle astronomy*. Original article: *Nuclear Physics B - Proceedings Supplements*, Volume 196, December 2009, N. Inoue, K. Miyazawa, Y. Kawasaki, the JEM-EUSO Collaboration.

REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 2.

- [12] HAMAMATSU. *PHOTON COUNTING USING PHOTOMULTIPLIER TUBES*. http://sales.hamamatsu.com/assets/applications/ETD/PhotonCounting_TPHO9001E04.pdf pp. 15.
- [13] James M. Palmer and Barbara G. Grant. "The art of Radiometry". Society of photo-optical Instrumentation Engineers. Washington, USA 2010. Pp. 46-47.
- [14] <http://www.laseroptics.com.ar/mediciondeleds.htm>

[15] James M. Palmer and Barbara G. Grant. "The art of Radiometry". Society of photo-optical Instrumentation Engineers. Washington, USA 2010. Pp. 24-31.

REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 3.

[16] Katsunari Okamoto. "Fundamentals of Optical Waveguides". California USA. 2006. Pp [1-26].

[17] E. Fred Schubert. "Light Emitting Diodes". Cambridge University Press. 2003. Pp [84-98].

REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 4.

[19] Matías Arroyo Camacho. "Caracterización espectral de diodos emisores de luz como detectores ópticos". Tesis Facultad de Ciencias. UNAM 2006.

[20] Boylestad Nashelsky. "Electrónica Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos" 8ª edición. Pearson Educación. México. 2003. Pp. 40-44.

[21] Fajardo Tapia Isai. "Diseño del sistema de control del instrumento "Track-Sim" para la reproducción de trazas lumínicas sobre los bloques que conforman la superficie focal del experimento JEM-EUSO". Posgrado de Ingeniería Eléctrica. UNAM. 2011.

REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 5 (sin referencias).

REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 6 (sin referencias).

REFERENCIAS DEL APÉNDICE 1

[22] Hamamatsu. "Photomultiplier Tubes". Hamamatsu Photonics k.k., Electron Tube Division. Feb 2006.

[23] www.hamamatsu.com "Photon Counting using Photomultiplier Tubes". Hamamatsu Photonics k.k., Electron Tube Division. 2005 .

REFERENCIAS DEL APÉNDICE 2

[24] Tektronix Inc. "El XYZ de los osciloscopios". Copyright 2001: www.tektronix.com, pp. 36-40.

[25] Karam, L.J., and J.H. McClellan. "Complex Chebyshev Approximation for FIR Filter Design." *IEEE Trans. on Circuits and Systems II*, March 1995. Pgs.207-216.

[26] Rabiner, L.R., and B. Gold. "*Theory and Application of Digital Signal Processing*". Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1975. Pg.227.