



Programa de Doctorado en Investigación Espacial y Astrobiología

Desarrollo y calibración de un nuevo sistema de detección y obtención de anisotropías de muones cósmicos basado en centelladores

Tesis Doctoral presentada por

Sindulfo Ayuso de Gregorio

Director:

Dr. Juan José Blanco Ávalos

Codirector:

Dr. Raúl Gómez Herrero

Alcalá de Henares, 2022

*A mis padres, de quienes me enorgullezco.
Sé que ellos se enorgullecerían de mí.*

Agradecimientos

En primer lugar, agradecer a mi familia por su paciencia, comprensión, cariño y por todos los momentos que les he robado, que han sido muchos durante todos estos años.

Nunca pensé que llegaría hasta aquí en mi vida académica. Los responsables de este milagro son los doctores Juan José Blanco Ávalos (Juanjo) y José Medina Doctor (Pepe). Ellos me dieron el primer empujón para iniciar esta aventura animándome y alentándome. Junto con el Dr. Raúl Gómez Herrero (Raúl), me guiaron, enseñaron y ayudaron a continuar en ella. Son para mí pozos de sabiduría a los que nunca dejaré de admirar.

Mi más sincero agradecimiento a los compañeros del Grupo de Investigación Espacial (SRG) por sus aportaciones, que para ellos quizás fuera poca cosa, pero que para mí representaron una ayuda de inestimable valor. Doctores ilustres como Daniel Meziat Luna, Sebastián Sánchez Prieto (Chan), Javier Rodríguez Pacheco, Miguel Ángel Hidalgo Moreno, Agustín Martínez Hellín, Óscar García Población (Óscar), Ignacio García Tejedor (Nacho) o Manuel Prieto Mateo (Manolo).

Mi agradecimiento más cariñoso y efusivo es para los que han sido compañeros de fatigas en el diseño e implementación del Observatorio de Rayos Cósmicos Antártico (ORCA), de nuevo Juanjo (padre de la idea y artífice principal), Óscar, Manolo y Nacho, de quien siempre recibí ayuda y consejos, sobre todo durante la grata experiencia que supuso la campaña antártica que hicimos juntos.

Mención especial también a todos los profesores del Máster en Ciencia y Tecnología desde el Espacio, algunos de ellos ya nombrados, que fomentaron en mí el gusto e interés por la ciencia y tecnología espaciales. Muchas gracias a todos ellos.

A mi compañero, el Dr. José Miguel Fernández Fructuoso, quien me animó y sirvió de ejemplo en los inicios del Máster. Muchas gracias también a Gonzalo Díaz-Romeral Marcos e Iván Vrublevskyy que me ayudaron con las simulaciones y a César Sanz Guerra y Miguel Gayo Abeleira: mi experiencia como codirector en sus respectivos trabajos de fin de máster y grado, sirvió para ir avanzando con los detectores de pico.

Finalmente, y no menos importante, a todos aquellos familiares, amigos, compañeros de trabajo, de estudios y de diversas actividades que en algún momento me ayudaron, aun sin saberlo, manifestando su ánimo y aliento. Aunque quisiera enumerarlos, siempre me dejaría a alguno.

Que MITO sea una realidad, ha sido también posible gracias a los siguientes fondos subvencionados:

- CTM2016-77325-C2-1-P. Ministerio de Economía y Competitividad y por el Fondo Europeo de Desarrollo Regional (FEDER).
- EI-IDI-2018-002. Junta de Comunidades de Castilla-La Mancha (FEDER).
- PID2019-107806GB-I00. Ministerio de Ciencia e Innovación. Programa Estatal de Generación de Conocimiento y Fortalecimiento Científico y Tecnológico del Sistema de I+D+i y del Programa Estatal de I+D+i Orientada a los Retos de la Sociedad.

Resumen

En esta tesis se presenta una propuesta innovadora de telescopio de muones capaz de obtener flujo y direccionalidad de trayectorias mediante el empleo de tan sólo dos centelladores orgánicos apilados de 1 m² de superficie. La aportación novedosa de esta tesis a la técnica de detección de muones está en la obtención de la dirección de la trayectoria del muon a partir de la altura de los pulsos generados por ocho fotomultiplicadores situados en las caras laterales de los centelladores. Frente a soluciones empleadas en telescopios de muones tradicionales, como el de Nagoya, que emplea 72 centelladores similares distribuidos en dos pisos de 36 m², la aplicación práctica de este nuevo concepto supone ventajas, como son: simplicidad de diseño, construcción, puesta a punto, portabilidad, instalación en plataformas móviles y coste.

Además de la hipótesis de partida y su estudio teórico, se incluye en el documento la demostración práctica de funcionamiento mediante el diseño completo e implementación del primer prototipo, el cual ha sido instalado en la Base Antártica Española Juan Carlos I (isla de Livingston).

El diseño de la circuitería electrónica aporta soluciones originales de bajo coste y altas prestaciones que facilitan su implementación, su puesta a punto, el registro y análisis de datos, así como la monitorización y control remotos del instrumento. Tal es el caso de módulos como el discriminador de nivel, el detector de altura de pulso o el empleo y aprovechamiento óptimo de un sistema de proceso empotrado mono-placa de bajo coste, que incluye un procesador principal y dos procesadores en tiempo real, los cuales constituyen el alma del sistema en la adquisición de datos.

Finalmente, se presentan los resultados y conclusiones preliminares tras el análisis de los datos registrados por el primer prototipo durante el año 2020, corroborando el buen funcionamiento del telescopio y validando la hipótesis de partida y la viabilidad de su puesta en práctica.

Palabras-clave: Rayos cósmicos, detectores de partículas, telescopio de muones, anisotropías de muones, Space Weather.

Abstract

This thesis presents an innovative system capable of obtaining muon flux and trajectory direction by using only a pair of one square meter stacked organic scintillators. The novel contribution of this work to the muon detection field lies in the capability of determining the muon's trajectory direction from the pulse height generated by eight photomultipliers located on the lateral faces of the scintillators. Compared to solutions used in traditional muon telescopes, such as the one in Nagoya, which uses 72 similar scintillators distributed over two floors of 36 m², the practical application of this new concept has advantages such as simplicity of design, implementation, portability, operation on mobile platforms and cost.

In addition to the starting hypothesis and its theoretical study, this document includes the practical demonstration of operation through the complete design, construction and commissioning of the first prototype, which has been installed at the Juan Carlos I Spanish Antarctic Base (Livingston Island).

The electronic circuitry design includes original low-cost and high-performance solutions which make easier its assembly, installation, adjustment, data recording, data analysis and remote monitoring and control. In this regard, it is worth highlighting the design of some modules such as the level discriminator or the pulse height detector. It is also remarkable the optimal use of a low-cost single-board computer, which becomes the soul of the data acquisition system thanks to its main processor and its two built-in real-time processors.

Preliminary results and conclusions are eventually presented after analyzing data collected by the first prototype during 2020, verifying the proper system operation and validating the initial hypothesis and the viability of its implementation.

Keywords: Cosmic Rays, Particle Detectors, Muon Telescope, Muon Anisotropy, Space Weather.

Índice general

Acrónimos	xxix
1 Introducción	1
1.1 Motivación	1
1.2 Estructura del documento	2
1.3 Rayos cósmicos	3
1.3.1 Umbral de Rigidez Geomagnética (Cut-off Rigidity)	6
1.3.2 Extensive Air Showers	9
1.4 Muones	10
1.5 Space Weather	13
1.6 Centelladores	17
1.6.1 Centelladores orgánicos	18
1.6.2 Centelladores inorgánicos	22
1.6.3 Guías de luz	24
1.7 Fotomultiplicadores	31
1.7.1 Principio de funcionamiento	31
1.7.2 Cátodo	32
1.7.3 Ganancia	34
1.7.4 Linealidad	34
1.7.5 Ruido	37
1.7.6 Estabilidad	38
1.7.7 Temperatura	38
1.7.8 Campo magnético	38
1.7.9 Impedancia de salida.	41
1.7.10 Polarización	42
1.8 Estándares en la instrumentación de laboratorio	45

1.8.1	Estándar NIM	46
1.8.2	Estándar CAMAC	49
1.8.3	Estándar VME	50
1.9	Telescopios de muones	52
1.9.1	Telescopios de muones direccionales	55
1.9.2	Red Global de Detectores de Muones	55
1.9.3	Telescopio direccional de muones de Greifswald (MuSTAnG)	61
1.9.4	Telescopio direccional de muones de Aragats	63
2	Marco conceptual	67
2.1	Hipótesis	67
2.2	Análisis y viabilidad	67
2.2.1	Información de posición	69
2.2.2	Simulaciones	69
2.2.3	Obtención del algoritmo de cálculo de las coordenadas del punto de impacto	71
2.2.4	Viabilidad de implementación técnica	71
2.2.5	Viabilidad económica	72
3	Detección de coincidencias	73
3.1	Detección de coincidencias para eliminar ruido	74
3.2	Falsos coincidentes	76
3.3	Coincidencia hardware y coincidencia software	77
3.4	Sistema de coincidencias empleado en MITO	79
3.5	Artículo 1: “A coincidence detection system based on real-time software”	81
4	MITO: Telescopio de muones direccional	95
4.1	Artículo 2: “MITO: A new directional muon telescope”	95
5	Diseño	113
5.1	Sistemas de adquisición	113
5.1.1	ARACNE	114
5.1.2	SAS	115
5.2	Hardware SAS	116
5.2.1	Esquema general	116
5.2.2	Ordenador monoplaca (SBC)	119

5.2.3	Preamplificador y conformador de pulso (<i>shaper</i>)	121
5.2.4	Amplificador y discriminador de nivel	128
5.2.5	Detector de pico y ADC	131
5.2.6	Matriz de coincidencias y SBC	138
5.2.7	Módulo de interconexión	140
5.2.8	Fuentes de alimentación de alta tensión HV	141
5.3	Software SAS	144
5.3.1	Desarrollo del software específico	145
5.3.2	Configuración de la BBB	145
5.3.3	Software del procesador principal (MP)	145
5.3.4	Software del procesador en tiempo real PRU0	148
5.3.5	Software del procesador en tiempo real PRU1	152
5.4	Estructura de ORCA	154
6	Ajuste y calibración	157
6.1	Ajustes hardware de ganancia	157
6.2	Artículo 3: “Trajectory determination of muons using scintillators and a novel self-organizative map”	158
7	Resultados	169
7.1	Travesía latitudinal hasta la Antártida	169
7.2	Artículo 4: “Cosmic Ray Observations from Livingston Island”	171
8	Conclusiones y líneas de investigación futuras	183
8.1	Conclusiones	183
8.2	Líneas de investigación futuras	184
8.2.1	Guías de luz	184
8.2.2	Ajuste y calibración	187
8.2.3	Software de preanálisis de datos	190
	Bibliografía	193
	ANEXOS	206
A	Experimento para verificar la existencia de información de posición	A1
B	Simulación inicial en lenguaje C	B1

C	Beaglebone Black (BBB)	C1
C.1	Características	C1
C.2	Arquitectura	C5
C.2.1	Gestión de la alimentación	C5
C.2.2	Video y audio	C5
C.2.3	Entradas analógicas	C7
C.2.4	Procesadores internos en tiempo real PRUs	C7
C.2.5	Salidas y entradas de propósito general (GPIOs)	C8
D	Módulo Amplificador y discriminador de niveles LLD/ULD	D1
D.1	Amplificador	D1
D.2	Discriminador de niveles LLD y ULD	D3
E	Módulo Detector de Pico y Conversor Analógico a Digital (ADC)	E1
E.1	Detector de pico	E2
E.2	ADC	E2
F	Módulo de matriz de coincidencias y SBC	F1
F.1	Matriz de coincidencias	F1
F.1.1	Acondicionador del pulso de entrada	F3
F.1.2	Acondicionador del pulso de salida	F3
F.1.3	Configuración de coincidencias y detector	F3
F.2	Conexionado del SBC	F9
G	Módulo de Interconexión	G1
H	Fuentes de alimentación HV	H1
H.1	Fuente con cuatro módulos HV Hamamatsu	H2
H.2	Fuente con ocho módulos HV Hamamatsu	H5
H.3	Fuente con ocho módulos HV iSeg	H8
I	Configuración de la tarjeta procesadora Beaglebone Black	I1
I.1	Configuración inicial	I1
I.2	Configuración del arranque	I4
I.2.1	Tarjeta microSD	I4
I.2.2	Tareas temporizadas tras el arranque	I4
I.3	Archivo de configuración de pines	I5

I.3.1	Árbol de dispositivos Device Tree Overlay (DTO)	I6
J	Códigos fuente del software	J1
J.1	Código de simulación inicial en lenguaje C	J1
J.2	Código fuente del software del procesador principal en lenguaje C	J14
J.3	Código fuente del software de la PRU0 en lenguaje ensamblador	J27
J.4	Código fuente del software de la PRU1 en lenguaje ensamblador	J33

Índice de tablas

5.1	Atenuación del cable RG-58 utilizado, según hoja de características técnicas del fabricante.	122
5.2	Mapa de memoria con las posiciones utilizadas por las PRUs para intercambio de información entre ellas y el procesador principal.	151
C.1	Características de la tarjeta BeagleBone Black	C3
C.2	Tiempos que tarda la PRU en realizar algunas operaciones típicas	C8
C.3	Tabla con todas las configuraciones posibles de los pines del conector P8 de la BBB. Obtenida de Molloy 2022.	C9
C.4	Tabla con todas las configuraciones posibles de los pines del conector P9 de la BBB. Obtenida de Molloy 2022.	C10
C.5	Distribución de pines empleados en los conectores P8 y P9 de la BBB en este proyecto.	C13

Índice de figuras

1.1	Espectro de energías de los CR primarios. Gráfica dibujada a partir de Medina 2011.	4
1.2	Flujo diferencial de núcleos de la radiación cósmica primaria en función de E (energía por núcleo). En el gráfico superior se muestra la relación entre protones y partículas α según rigidez. Gráfica tomada de Tanabashi et al. 2018.	5
1.3	Distribución del umbral o corte de rigidez geomagnética vertical, a 20 km de altitud y en cada punto de longitud y latitud de la superficie terrestre. Gráfico tomado de Gerontidou et al. 2021.	7
1.4	Componentes de la cascada de partículas que genera un rayo cósmico al colisionar con un núcleo de una molécula de aire. Imagen adaptada de Haungs et al. 2018	9
1.5	Flujo vertical de rayos cósmicos en la atmósfera para energías superiores a 1 GeV. Los símbolos representan medidas de muones negativos con energía superior a 1 GeV (cada símbolo a una publicación distinta). Fuente: Tanabashi et al. 2018.	11
1.6	Espectro de muones en $\theta = 0^\circ$ (distintas publicaciones) y $\theta = 75^\circ$ (\diamond). La línea representa un cálculo analítico aproximado. Fuente: Tanabashi et al. 2018.	12
1.7	Distribución angular de muones a nivel del mar. Curvas obtenidas mediante simulaciones Monte Carlo teniendo en cuenta la curvatura de la atmósfera. Gráfico obtenido de Cecchini et al. 2012.	14
1.8	Bobinados de transformador quemados en centrales de energía eléctrica debido a tormentas geomagnéticas en Sudáfrica (2003) y en Canadá (1989). Imágenes obtenidas de Kappenman 2010a y Kappenman 2010b.	15
1.9	Niveles de energía de una molécula orgánica con estructura π . Figura inspirada en Birks 2013.	19

1.10	Esquema del desplazamiento de la longitud de onda de emisión luminosa respecto de la de absorción intrínseca del centellador (adaptado de Knoll 1999).	20
1.11	Estructura de bandas de energía en un centellador inorgánico. Figura adaptada de Knoll 1999	24
1.12	Boceto de guías de luz típicas para transferir la luz del centellador al PMT. Maciza arriba y mediante fibras ópticas en la parte inferior.	25
1.13	Imagen de guías de luz macizas para un buen acoplo en la transmisión de luz entre centellador y PMT. Fotografías tomadas de Saint-Gobain 2022.	25
1.14	Guía de luz maciza para adaptación del borde del centellador al PMT. Imagen adaptada de Knoll 1999	26
1.15	Ley de Snell: $n \text{sen} \theta = n_0 \text{sen} \theta_0$	27
1.16	Fibra óptica WLS absorbiendo fotones por su contorno y reemitiéndolos en otra longitud de onda para dirigir el máximo posible hacia el PMT. Imagen obtenida de Jollet 2005.	28
1.17	Guía de luz hueca en forma de pirámide (adaptada y extraída de Qian et al. 2021).	29
1.18	Representación de luz reflejada difusa (Lambertiana) y especular.	29
1.19	Esquema de la reflexión según la Ley de Lambert y croquis para cálculo de radiancia en cualquier ángulo de visión.	30
1.20	Representación de las partes de que consta un fotomultiplicador (PMT).	31
1.21	Sensibilidad luminosa del ánodo y ganancia, típicas de un PMT, en función de la HV de alimentación. Figura tomada de Hamamatsu 2007.	35
1.22	Ejemplo de la característica de linealidad de pulso de un PMT. Figura tomada de Hamamatsu 2017.	36
1.23	Variación típica de la sensibilidad a lo largo de la vida de un PMT. Figura tomada de Hamamatsu 2017.	39
1.24	Variación de la sensibilidad en porcentaje por grado de temperatura del fotomultiplicador empleado en este telescopio. Figura suministrada por Hamamatsu a petición con la compra de los PMTs.	39
1.25	Efectos típicos de campos magnéticos para PMTs de 19 y 51 mm de diámetro. Figura extraída de Hamamatsu 2017.	40
1.26	Efecto del apantallado o blindaje magnético de un PMT. Figura adaptada de Hamamatsu 2017.	41

1.27	En la parte superior izquierda, polarización típica de un PMT de 5 dínodos, con la misma tensión entre cada dínodo y el siguiente y el doble de tensión entre el primer dínodo y el cátodo. En las tablas inferiores las relaciones de tensión entre dínodos y cátodo típicas para un PMT de 10 dínodos, estándar y para alta linealidad de pulso. En la parte superior derecha, el esquema real del PMT R2154-02 incluido en el zócalo y empleado en MITO. Figuras tomadas de Hamamatsu 2007 y Hamamatsu 2017	43
1.28	Circuito divisor de polarización con cátodo a masa (izquierda) y con ánodo a masa (derecha). Gráficos tomados de Hamamatsu 2007.	43
1.29	Esquemático de reparto de intensidades entre dínodos y circuito de polarización resistivo cuando no hay luz en la entrada del PMT (izquierda) y cuando entra luz (derecha). Figuras tomadas de Hamamatsu 2007.	44
1.30	Configuraciones de la red de polarización para mejorar la linealidad en pulsos de gran altura. A: Condensadores de desacoplo. B: Mediante transistores fuente de corriente. C: Estabilización de tensión en dínodos mediante diodos <i>zener</i> . D: Mediante fuentes de alimentación de HV adicionales. Figuras tomadas de Hamamatsu 2007.	46
1.31	Rack de 19 pulgadas con cabida para 12 módulos NIM de una anchura (34 mm). Al fondo se observan los zócalos de conexión y la caja posterior con la fuente de alimentación.	47
1.32	Montaje de módulos NIM para toma de datos en un telescopio de muones en las instalaciones del Monitor de Neutrones de Castilla la Mancha (CaLMa). Arriba, a la derecha, en naranja, puede observarse la caja del sistema de adquisición de datos para cadenas NIM desarrollado por el autor.	48
1.33	Dimensiones de módulos NIM y CAMAC en mm.	49
1.34	Rack con módulos CAMAC.	50
1.35	Rack para módulos VME.	51
1.36	Diagrama en bloques genérico de un telescopio de muones.	52
1.37	A la izquierda fotodiodos de silicio y a la derecha fotomultiplicadores. El tamaño medio de los fotodiodos es del orden de 10 veces inferior al de los PMTs (distinta escala en la imagen). Fotos tomadas de Hamamatsu (Hamamatsu 2022).	52
1.38	Telescopio de muones sencillo formado por dos centelladores de 30x30 cm, capa de plomo intermedia para filtrar partículas poco energéticas y dos fotomultiplicadores trabajando en coincidencia. Foto tomada en CaLMa.	54

1.39	Ubicación geográfica de los telescopios de muones de Nagoya (Japón), Hobart (Australia), San Martinho da Serra (Brasil) y Kuwait. Figura tomada de Mendonça et al. 2019.	56
1.40	Esquema del telescopio de Nagoya idéntico al de San Martinho da Serra con 36 detectores por capa. El de Hobart es similar con 25 detectores por capa. Dibujo tomado de Mendonça et al. 2019.	57
1.41	Esquema del telescopio de muones de Kuwait. Se representan 30 tubos por capa que corresponden a la primera versión del telescopio. En 2016 fue ampliado a 50 x 47 tubos Dibujo tomado de Mendonça et al. 2019.	59
1.42	Representación de la orientación de una nube magnética (estructura con topología magnética de tipo cuerda de flujo en el medio interplanetario) obtenida a partir del estudio de anisotropías de muones con datos de la GMDN (arriba) y la obtenida con los datos recogidos in situ por los magnetómetros abordo de la misión ACE. Tomado de Kuwabara et al. 2009.	60
1.43	Composición del telescopio direccional de muones MuSTAnG. A la derecha esquema de obtención de direcciones por coincidencias.	62
1.44	A la izquierda composición de uno de los 8 módulos que componen el telescopio MuSTAnG. A la derecha, fibras embutidas en un centellador.	62
1.45	Uno de los detectores direccionales de muones de Aragats, situado a 3200 m de altitud. Entre los dos niveles de centelladores se encuentran los tubos contadores (rodeados por plomo) de un monitor de neutrones. Imagen tomada de Chilingarian et al. 2005.	63
1.46	Detector direccional de muones de Aragats situado a 2000 m de altitud. Grafico tomado de Chilingarian et al. 2005.	64
2.1	Hipótesis de partida y concepto de MITO. Dos centelladores de 1 m ² con ocho PMTs recogiendo la luz de las caras laterales de ambos. A partir de la altura de los pulsos generados por los PMTs se calculan las coordenadas del punto de impacto en cada capa, a partir de lo cual se puede determinar la dirección de incidencia.	68
3.1	A la izquierda histograma con los pulsos captados por los dos PMTs del telescopio de la Fig.1.38 sin aplicar coincidencia. A la derecha, aplicando coincidencia. Desaparece el ruido de la izquierda con sólo aplicar coincidencias, pues el nivel LLD es el mismo en ambas.	75

3.2	A la izquierda histograma con los pulsos captados por los dos PMTs del telescopio de la Fig.1.38 sin aplicar coincidencia. A la derecha, el mismo histograma magnificando ambos ejes de coordenadas.	76
3.3	Pantalla de osciloscopio ajustando la ventana temporal de coincidencia en módulo NIM detector de coincidencias. Se observa un pulso amarillo (1) coincidiendo temporalmente con el impulso azul (2).	78
3.4	Esquema en bloques de la detección de coincidencias de MITO	80
5.1	Cuentas min_{-1} de muones tomadas en coincidencia a 4 (centellador superior: Top) y coincidencia a 8 (Coin8) con datos de ARACNE (A) y SAS (S).	114
5.2	Esquema en bloques del conjunto completo SAS	116
5.3	Imagen con identificación de los módulos SAS. Obsérvese el diseño modular con ocho módulos idénticos AMP+LLD/ULD y otros ocho DET PICO+ADC	117
5.4	Imágenes de SBCs de bajo coste con buenas prestaciones	120
5.5	A la izquierda preamplificador C7319 de Hamamatsu utilizado. A la derecha colocación cerca del PMT en MITO.	123
5.6	Diagrama general en bloques de un canal del telescopio de muones.	123
5.7	A la izquierda pulso a la salida del PMT. A la derecha pulsos de los ocho PMTs a la salida de los preamplificadores. Señales tomadas de MITO.	123
5.8	Red conformadora de pulso. Circuito diferenciador e integrador separados por un amplificador de alta impedancia de entrada.	124
5.9	Curvas de respuesta a red diferenciadora e integradora para una señal de entrada de amplitud E en el instante $t=0$. Las unidades de tiempo son las mismas para las constantes de tiempo de las redes que para el eje de abscisas. Gráfico extraído de Knoll 1999.	126
5.10	Esquema electrónico del preamplificador Hamamatsu R2154-02 empleado para la simulación de su comportamiento.	127
5.11	A la izquierda señal de entrada y a la derecha señal de salida obtenida mediante simulación con TINA (Texas Instruments) del circuito electrónico del preamplificador.	127
5.12	PCB del módulo amplificador y discriminador de nivel (LLD/ULD terminado.	128
5.13	Esquema electrónico del amplificador de entrada.	129
5.14	Esquema electrónico del circuito discriminador de nivel LLD y ULD.	130
5.15	Esquema en bloques del circuito discriminador de nivel LLD y ULD.	131

5.16	PCB del circuito detector de pico y ADC de un canal con componentes ya montados.	131
5.17	Esquema del circuito detector de pico utilizado para la simulación.	132
5.18	Señal generada por el detector de pico (azul) a partir del pulso de entrada procedente del amplificador (verde). Gráfico obtenido con el simulador TINA de Texas Instruments.	133
5.19	Valores medidos por los ADCs en función de la altura de pico a la entrada. Datos reales obtenidos en laboratorio con SAS a partir de pulsos inyectados mediante generador de señales. Se superponen todos los canales en la misma línea.	134
5.20	Esquema real del circuito detector de pico para un canal de entrada.	135
5.21	Esquema real del circuito ADC para un canal de entrada.	137
5.22	Fotografía de la PCB que contiene la electrónica de los detectores de coincidencias y los conectores para alojar al sistema empotrado Beaglebone Black. Éste último no está instalado, se aprecian los pines donde se ensambla a través de sus conectores P8 y P9.	138
5.23	Esquema en bloques del diseño del sistema de detección y configuración de coincidencias. Formado por cuatro bloques de coincidencia configurables para seleccionar cualquier combinación de entre las 8 entradas de señal procedentes de los PMTs.	139
5.24	Arriba el módulo de interconexión sin elementos ensamblados. Abajo con los 8 módulos ADC instalados en la placa.	141
5.25	Arriba el módulo de interconexión con los 8 módulos LLD/ULD (a la izquierda) y el módulo matriz de coincidencias y SBC (a la derecha) conectados. Faltan todos los módulos detectores de pico y ADC. En la fotografía inferior, el conjunto con todos los módulos conectados.	142
5.26	Arriba imagen del módulo de alimentación de 8 salidas HV con 8 fuentes hamamatsu. En la fotografía inferior el implementado con 8 fuentes iSeg.	143
5.27	A la izquierda imagen de la PCB para instalación de una fuente iSeg. A la derecha, PCB de comunicación I2C que monitoriza el nivel HV de las fuentes Hamamatsu.	144
5.28	Diagrama de flujo del programa que ejecuta el procesador principal de la BBB.	146
5.29	Diagrama de flujo del programa que ejecuta el procesador en tiempo real PRU0 de la BBB.	149

5.30	Diagrama de flujo del programa que ejecuta el procesador en tiempo real PRU1 de la BBB.	153
5.31	En la izquierda, boceto de ORCA con el tipo de partículas que detecta y a la derecha fotografía de ORCA en el contenedor.	155
5.32	Fotografías del contenedor de ORCA en su ubicación, con el autor de esta tesis, en la Base Antártica Juan Carlos I.	155
7.1	Izquierda, cuentas por minuto registradas por SAS y ARACNE durante la travesía y corte de rigidez geomagnética correspondiente. Derecha ruta del barco en la travesía con niveles de corte de rigidez geomagnética. A: Inicio de la travesía. B: Máximo corte de rigidez geomagnética. C: Punto de corte de rigidez geomagnética = 10. D: Llegada a Ushuaia.	170
8.1	Boceto de captación de luz del centellador mediante fibras ópticas. Izquierda, embutidas superficialmente. Derecha, varias capas de fibra en cinta superpuestas y pegadas a la cara del centellador.	184
8.2	Fibras ópticas WLS suministradas en forma de cinta, ideales para adosar al lateral del centellador. Ilustración tomada de la web de St Gobain.	185
8.3	Esquema de atenuación de fotones recogidos por la fibra viajando en ambos sentidos.	186
8.4	Esquema de calibración mediante pequeño centellador (BGO) en coincidencia con los cuatro PMTs.	187
8.5	Boceto de sistema de calibración mediante emisión de un haz láser atenuado, sustituyendo la luz emitida por el centellador al paso de un muon	189
A.1	Primer prototipo experimental. El BGO se empleó para verificar que se puede extraer información de posición. Izquierda primeras pruebas sin campanas guía de luz. Derecha, pruebas con campanas guía de luz similares al diseño empleado finalmente en el primer prototipo de MITO.	A2
A.2	Sistema de adquisición de datos con coincidencia software. Conectado en la foto a cadena NIM.	A2
A.3	Histogramas obtenidos de datos experimentales. Izquierda croquis ubicación de BGO. Derecha, histogramas reales obtenidos de los datos de los tres PMTs. . .	A3
A.4	Histogramas obtenidos de datos experimentales. Izquierda, croquis con las tres ubicaciones del BGO en tres ensayos distintos. Derecha, histogramas reales de los datos obtenidos en el PMT en los tres ensayos.	A4

A.5	Histogramas obtenidos de datos experimentales. Izquierda, croquis ubicación de BGO en dos ensayos distintos. Derecha, histogramas reales obtenidos en cada PMT.	A4
B.1	Histogramas de datos experimentales y simulados. En A el BGO situado en el centro del centellador. Los histogramas aparecen superpuestos. Lo mismo sucede con la simulación en D. En B, histogramas obtenidos de los datos tomados con PMT1 y con el BGO situado a distintas distancias y ángulos (respecto al eje del PMT). Al aumentar distancia y ángulo el histograma se desplaza a la izquierda, pues la amplitud de los pulsos disminuye. Lo mismo sucede en la simulación E. En C histogramas para dos PMTs a la misma distancia con distinto ángulo. Se observa el desplazamiento de histograma debido a la respuesta angular del PMT.	B3
C.1	Comparativa en tamaño con una tarjeta de crédito y dimensiones en milímetros de la BBB.	C2
C.2	Distribución de los componentes principales de la BBB	C4
C.3	Diodos LED de alimentación y de usuario de la BBB	C4
C.4	Diagrama en bloques de la BBB	C6
D.1	Esquema electrónico del amplificador de entrada.	D2
D.2	Esquema electrónico del circuito discriminador de nivel LLD y ULD.	D3
D.3	Esquema en bloques del circuito discriminador de nivel LLD y ULD.	D4
D.4	Esquema del circuito LLD/ULD utilizado para la simulación.	D5
D.5	Cronograma de señales del circuito LLD/ULD. A la izquierda el caso en que la altura de pulso de la señal de entrada $V(IN)$ sea superior al umbral ULD. A la derecha, el caso en que es inferior y superior al umbral LLD. En la parte inferior la salida del circuito: un pulso TTL cuando la amplitud de la señal de entrada está entre ambos umbrales.	D6
D.6	Esquema electrónico del amplificador de entrada.	D8
E.1	Esquema real del circuito detector de pico y ADC para un canal de entrada. . .	E1
E.2	Fotografía de la PCB del módulo detector de pico y ADC con todos sus componentes montados.	E3
E.3	Esquema de conexionado del ADC ADS7818 según la hoja de datos del fabricante (Burr-Brown 1998).	E3

E.4	Cronograma con las señales de comunicación para la lectura de datos del ADC ADS7818, según la hoja de datos del fabricante Burr-Brown 1998.	E4
E.5	Imágenes de señales tomadas con el osciloscopio del módulo detector de pico y ADC. A la izquierda, trama generada por PRU1 como señal CLK (amarillo) y salida de datos (DATA) del ADS7818 (en azul). A la derecha señales del detector de pico (amarillo) y de la salida de datos (DATA) en azul, en uno de los experimentos de prueba del software de la PRU1.	E5
E.6	Esquema electrónico completo del módulo detector de pico y ADC	E7
F.1	Esquema electrónico del conexionado de los dos bloques que conforman módulo de coincidencias y SBC	F2
F.2	Esquema electrónico del circuito acondicionador de pulso de entrada para el detector de coincidencias.	F2
F.3	Esquema electrónico del circuito acondicionador de pulso de salida del detector de coincidencias.	F4
F.4	Cronogramas con distintas combinaciones de señales en una puerta NAND de 5 entradas para ilustrar su funcionamiento.	F5
F.5	Esquema electrónico del circuito de configuración de un detector de coincidencias. Los otros tres son idénticos. La puerta NAND (U10) es el detector de coincidencias.	F6
F.6	Esquema electrónico completo del módulo de coincidencias.	F8
F.7	Esquema electrónico del circuito de interconexión del SBC Beaglebone Black con el resto de la circuitería de SAS.	F10
G.1	Esquema electrónico completo del módulo de interconexión.	G2
H.1	Fotografía del primer diseño de fuente HV implementado e instalado en el sistema SAS de la Antártida.	H1
H.2	Planta y alzado del zócalo de los PMTs empleado en MITO con su esquema de red de polarización.	H2
H.3	Esquema electrónico de la primera versión de fuente de HV utilizada en el MITO instalado en la Antártida.	H4
H.4	Vista superior de la caja con las dos PCBs montadas con los 8 módulos HV Hamamatsu C11152-01.	H5
H.5	Esquema del circuito ADC para monitorizar la HV de trabajo de las ocho fuentes de alimentación Hamamatsu.	H6

H.6	Vista superior de la caja con las ocho fuentes HV iSeg montadas en sus PCBs. . .	H7
H.7	Esquema del circuito de monitorización y control de las fuentes HV iSeg. . . .	H7
I.1	Pantallas con comando de entrada a BBB (izquierda) y con comandos para generar usuario <i>root</i> y password (derecha) en la BBB.	I2

Acrónimos

AC Corriente alterna. 41

ACE Advanced Composition Explorer. xxii, 58

ADC Analog to Digital Converter. xiii, xiv, xxiii, xxiv, xxvi, xxvii, 54, 71, 79, 115, 116, 118, 119, 131, 132, 135, 136, 137, 140, 143, 144, 152, C1, C5, E1, E2, E3, E4, E5, E6, E7, F1, F9, G1, H3, H5, H8, I6

ANSI American National Standards Institute. 50

ARACNE Adaptable and Reconfigurable Acquisition Concept for Nuclear Electronics. xii, xxiii, xxv, 95, 113, 114, 113, 114, 125, 169

ARM Advanced RISC Machine. 119, 121, I5, I6, I8

ASCII American Standard Code for Information Interchange. 191

ASEC Aragats Space Environment Center. 63

AU Astronomic Unit. 61

BBB Beaglebone Black. xiii, xvii, xxiv, xxvi, xxviii, 71, 119, 121, 137, 140, 144, 145, 148, 150, 152, 191, C1, C5, C8, C11, E2, E3, F1, F3, F9, G1, H3, H5, H6, H8, I1, I3, I5, I6, I7

BGO Centellador de Germanato de Bismuto ($Bi_4Ge_3O_{12}$). xxv, 22, 81, 187, 188, A1, B2

BPBD 2-(4-tert-butylphenyl)-5-(4-biphenyl)-1,3,4-oxadiazole ($C_{24}H_{22}N_2O$). 17, 21

CaLMa Monitor de Neutrones de Castilla la Mancha. xxi, 45, 54, 154

CAMAC Computer Aided Mesure And Control. xxi, 49, 50, 53, 79

CERN Centro Europeo para la Investigación Nuclear. 70

CME Coronal Mass Ejection. 6, 16, 58, 60, 61

COTS Commercial Off The Shell. Componentes comerciales de fácil adquisición.. 72

CR Cosmic Rays. xix, 3, 6, 8, 16, 58, 60, 61, 63

CSIC Consejo Superior de Investigaciones Científicas. 169

DAC Digital to Analog Converter. 143, H6, H8

DC Corriente continua. 41, 42, 143, D1, D3, D4, E2, H3, H5

DDR Double Data Rate. 150, 151

DNS Domain Name System. I2

DT Device Tree. C11, I7

DTBO Device Tree Blob. I6

DTC Device Tree Compiler. I6

DTO Device Tree Overlay. xiv, I6, I7

DTS Device Tree Sources. I6

DVS Dynamic Voltage Scaling. C5

EAS Extensive Air Shower. 8, 10, 75

eMMC embedded Multi Media Card. 121, C5, I3, I7

ESA European Space Agency. 15

FD Forbush Decrease. 16, 61

FEDER Fondo Europeo de Desarrollo Regional. vi, 72

FPGA Field Programmable Gate Arrays. 53

FWHM Full Width at Half Maximum.. 18, 122, 125

GEANT4 GEometry ANd Tracking. Software de simulación de paso de partículas a través de la materia, versión 4. 70, 71, 154

GLE Ground Level Enhancements. 58, 60

GMDN Global Muon Detector Network. xxii, 16, 55, 58, 60, 61, 74, 95

GPIO General Purpose Input Output. xiv, 119, 121, 147, C1, C5, C8, C11, I6

GPS Global Positioning System. 15, C1

HBT Hobart. 55, 58

HDMI High-Definition Multimedia Interface. 121, C1, C5, C8, I4, I7

HV High Voltage, Alta Tensión. xiii, xiv, xx, xxi, xxvii, xxviii, 34, 37, 45, 79, 116, 118, 119, 141, 143, 147, 148, C5, F9, H1, H2, H3, H5, H6, H8

I2C Inter-Integrated Circuit. xxiv, 118, 119, 143, 144, 147, C11, H8, I6

I2S Integrated Interchip Sound. C5

ICaRO Izaña Cosmic Ray Observatory. 114

ICME Interplanetary Coronal Mass Ejection. 16

ICRC International Cosmic Ray Conference. 169

IEC International Electrotechnical Commission. 50

IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers. 49, 50

IMF Interplanetary Magnetic Field. 6

JEDEC Joint Electron Device Engineering Council. 15

JIF Journal Impact Factor. 81, 95, 158

KWT Kuwait. 55

LC Loss Cone. 61

LDO Low Drop Out. C5, H5, H8

LED Light Emitting Diode. 189, C1, F1, F3

LLD Lower Level Discriminator. xiv, xxii, xxiii, xxiv, xxvi, 71, 74, 76, 77, 115, 116, 128, 129, 130, 135, 138, 140, 169, D1, D3, D4, D5, D4, D5, D6, D7, E1, E2, F1

LSB Least Significant Bit. E4

MAzORCA Módulo de Alojamiento para Observatorio de Rayos C6smicos Ant6rtico. 154

MD Muon Detector. Detector de Muones. 55

MINECO Ministerio de Economía y Competitividad. 72

MITO Muon Impact Tracer and Observer. vi, xii, xx, xxii, xxiii, xxv, xxvii, 2, 38, 41, 42, 45, 52, 58, 62, 67, 72, 74, 76, 77, 79, 95, 113, 115, 119, 122, 124, 125, 128, 140, 141, 143, 154, 158, 169, 171, 183, 187, 188, A1, H1, H2, H3, I1

MOSFET Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor. 132, 135

MP Procesador principal. xiii, 118, 119, 145, 147, 148, 150, 151, 189, 190, I1

MSB Most Significant Bit. 152, E4

MuSTAnG Muon Spaceweather Telescope for Anisotropies at Greifswald. xii, xxii, 61, 62

NAS Network Attached Storage. 121, 190, 191, I1, I3

NEMO NEutron MONitor. 154, 171

NGY Nagoya. 55, 58

NIM Nuclear Instrument Module. xxi, xxiii, xxv, 1, 45, 49, 47, 49, 53, 54, 73, 76, 77, 79, A1

NMDB Neutron Monitor Data Base. 16

NOAA National Oceanic and Atmospheric Administration. 15

OA Operational Amplifier. 125, 128, 129, 132, D1, D3, D4, E2

OACI Organizaci6n de Aviaci6n Civil Internacional. 15

ORCA Observatorio de Rayos C3smicos Ant3rtico. v, xiii, xxv, 72, 114, 121, 145, 148, 154, 155, 169, 171, 190, 191, I1, I3

OS Operative System. 119, 147, 148, 150, C11, C12, I1, I3, I4

PC Personal Computer. 81

PCB Placa de circuito impreso (Printed Circuit Board). xxiii, xxiv, xxvi, xxvii, 37, 71, 115, 128, 131, 137, 140, 143, 144, D4, E2, F9, G1, H5, H6

PMT Photomultiplier Tube. xx, xxi, xxii, xxiii, xxiv, xxv, xxvi, xxvii, 17, 22, 24, 23, 27, 28, 31, 30, 31, 32, 34, 37, 38, 41, 42, 44, 45, 52, 53, 61, 67, 69, 71, 72, 73, 74, 75, 76, 79, 80, 81, 113, 114, 115, 116, 121, 122, 125, 128, 131, 132, 136, 138, 141, 143, 151, 157, 158, 169, 184, 185, 186, 187, 188, A1, B2, B4, E5, H2, H5, H8

POPOP 1,4-bis(5-phenyl-2-oxazolyl)benzene ($C_{24}H_{16}N_2O_2$). 17

PPO 2,5-diphenyloxazole ($C_{15}H_{11}NO$). 17, 21

PRU Programmable Real-time Unit. xiii, xiv, xv, xvii, xxiv, xxvii, 118, 119, 121, 137, 139, 145, 147, 148, 150, 151, 152, 189, 190, C7, C8, C7, C8, C11, E2, E3, E5, E6, F3, I1, I4, I6, I8, J1, J27, J33

PTP p-terphenyl ($C_{18}H_{14}$). 17, 21

QE Quantum Efficiency. 33

RAM Random Access Memory. 147, 150

REBT Reglamento Electrot3cnico de Baja Tensi3n. 154

RF Radiofrecuencia. 71

RTC Real-Time Clock. 139, 147, 148, 150, C7, I4

SAI Sistema de Alimentaci3n Ininterrumpida. 154, 169

SAS Sistema de Adquisici3n de datos. xii, xiii, xxiii, xxiv, xxv, xxvii, 95, 113, 114, 113, 114, 115, 116, 125, 131, 132, 138, 139, 140, 144, 169, 187, 189, F9, G1, H1

SBC Single Board Computer. xii, xiii, xiv, xxiii, xxiv, xxvii, 53, 71, 81, 115, 118, 119, 121, 137, 138, 139, 140, 143, 144, 145, F1, F9, G1

SD Secure Digital. xiv, 190, I1, I3, I4, I6

SDRAM Synchronous Dynamic Random-Access Memory. 121

SEE Single Event Effects. 15

SEP Solar Energetic Particles. 60

SMS San Martinho da Serra. 55, 58

SNR Signal Noise Ratio. 121

SPI Serial Peripheral Interface. 119, 137, 152, I6

SRG Space Research Group. Grupo de Investigación Espacial de la Universidad de Alcalá. v, 69, 114, 154

SSC Storm Sudden Commencement. 61

TFG Trabajo Fin de Grado. 132

TFM Trabajo Fin de Máster. 73, 132

TTL Transistor-Transistor Logic. xxvi, 47, 49, 116, 129, 138, D5, D7, F1

UAH Universidad de Alcalá. 69, 114, 154

UDP User Datagram Protocol. 121, 147, 148, 190

ULD Upper Level Discriminator. xiv, xxiii, xxiv, xxvi, 71, 115, 116, 128, 129, 130, 138, 140, 157, 169, D1, D3, D4, D5, D7, F1

USA United States of America. 169

USB Universal Serial Bus. 81, 121, C1

UV Ultravioleta. 20

VME VESA Module Eurocard. xxi, 49, 50, 53, 79

VPN Virtual Private Network. 121, I3

WLS Wavelength Shifter. xx, xxv, 20, 27, 28, 61, 184, 185

Capítulo 1

Introducción

Siguiendo el espíritu heredado del máster en Ciencia y Tecnología desde el Espacio de la Universidad de Alcalá, consistente en aunar el mundo del saber y la investigación científica con el mundo tecnológico aplicados al espacio, en el desarrollo de esta tesis conviven ciencia y tecnología, pues para su desarrollo ha habido que adentrarse en el mundo de la ciencia con el estudio pormenorizado de fenómenos físicos y el análisis de datos, a la vez que se han abordado diseños tecnológicos novedosos de ingeniería electrónica y se ha llevado a cabo su implementación.

1.1 Motivación

Me encontraba finalizando el trabajo fin del máster en Ciencia y Tecnología desde el Espacio, para el que tuve que desarrollar un sistema de adquisición de datos con Módulos de Instrumentación Nuclear (NIM) aplicado a un telescopio de muones, cuando mis profesores, los doctores José Medina Doctor y Juan José Blanco Ávalos, plantearon la posibilidad de obtener las coordenadas del punto de paso de los muones detectados en un centellador de 1m^2 a partir de la luz emitida por las caras laterales del mismo. Inicialmente, me pareció algo complicado de conseguir en la teoría y casi imposible en la práctica. Pasé algún tiempo explorando distintas posibilidades con simulaciones y experimentos hasta convencerme de que esa idea podía ser viable. Este trabajo compendia las huellas marcadas en mi andadura por ese camino de investigación y desarrollo durante los últimos años.

1.2 Estructura del documento

Esta tesis es del tipo “por compendio de artículos”, por lo que se incluyen en ella cuatro artículos publicados por el autor, dos de ellos como autor principal y dos como coautor. Se ha estructurado de la siguiente forma:

1. El presente y primer capítulo de introducción, en el que, además de presentar la motivación y estructura, se exponen algunos conceptos científicos y tecnológicos que después son empleados en el desarrollo de los artículos. Concretamente, se tratan algunos aspectos sobre rayos cósmicos, sobre muones y su aplicación en *Space Weather* y sobre el ámbito de utilización del sistema de detección de muones propuesto. También se revisan conceptos relacionados con los bloques principales de los que consta un telescopio de muones y se describen algunos ejemplos.
2. El segundo capítulo incluye la exposición del marco conceptual en el que se declara la hipótesis de partida y se enuncia el método experimental para evidenciar la posibilidad de corroborarla, el cual se explica en el primer artículo. Se describe también el proceso seguido en la elaboración de esta tesis e implementación del primer prototipo.
3. El tercer capítulo trata de forma especial y monotemática el concepto de coincidencia, fundamental en el diseño de la circuitería de un sistema de estas características y que dio lugar al primer artículo publicado que también se incluye. En dicho artículo se expone también el experimento que arroja evidencias sobre la posibilidad de validar la hipótesis de partida.
4. El cuarto capítulo es el núcleo de este documento e incluye el segundo artículo publicado en el que se aborda el diseño completo del telescopio direccional de muones bautizado como MITO (del inglés Muon Impact Tracer and Observer) y que constituye la puesta en práctica de la teoría desarrollada en esta tesis.
5. El quinto capítulo se dedica a otro bastión fundamental de esta tesis por las soluciones técnicas que aporta para su puesta en práctica y por la carga de trabajo que ésta ha supuesto. Amplía la información expuesta en el segundo artículo sobre el diseño electrónico del telescopio, profundizando en aquellos módulos en los que se han adoptado soluciones técnicas destacables en interés y originalidad respecto a los circuitos electrónicos tradicionales.

6. El sexto capítulo se dedica a la calibración del telescopio, donde se expone el proceso de ajuste del primer prototipo y se trata un método innovador de calibración de mantenimiento que dio lugar al tercer artículo publicado y que también se incluye.
7. El séptimo capítulo se hace referencia a los datos obtenidos durante la travesía que llevó al primer prototipo a la Antártida y se aborda el análisis de los datos obtenidos durante el primer año de funcionamiento fiable, los cuales han sido motivo de publicación de un cuarto artículo que también se incluye.
8. Finalmente, en el octavo capítulo se establecen conclusiones y posibles trabajos futuros que puedan dar continuidad a esta línea de investigación.

Al tiempo que se exponen los artículos, se correlacionan y complementan con aclaraciones y/o ampliaciones que, si bien no fueron necesarias o no aportaban mayor claridad y valor al propio artículo, sí que se consideran relevantes en el conjunto de la tesis.

Finalmente, se incluyen varios anexos con todo el detalle técnico del desarrollo del telescopio de muones por si el lector quisiera adentrarse en mayor detalle del abordado en el cuerpo de la tesis o por si sirvieran a quien quisiera avanzar en el futuro sobre lo ya realizado.

1.3 Rayos cósmicos

Los rayos cósmicos (CR) primarios son partículas que viajan por el espacio con energías entre 10^5 y 10^{20} eV (Fig. 1.1). Su origen es extraterrestre y predominantemente galáctico, quedando una pequeña parte procedente de fenómenos solares y extragalácticos. Aunque no hay certeza de su proceso de generación, se admite que son producidos por sucesos muy energéticos en distintos contextos astrofísicos, como fulguraciones solares, explosiones de supernovas o por procesos de alta energía en núcleos galácticos activos, siendo acelerados hasta velocidades relativistas en estas mismas fuentes o en su entorno cercano para viajar por el medio interestelar (Medina 2011). Están compuestos principalmente por núcleos atómicos y la cantidad relativa de cada núcleo varía en función de la energía a la que se mida. Las cantidades relativas, para 10,6 GeV/nucleón, son del orden de 92 % de protones (H), 6 % de partículas alfa (He), 1 % de núcleos del litio al níquel y unos pocos núcleos de elementos más pesados que el níquel (Medina 2011, Tanabashi et al. 2018). En la gráfica de la Fig. 1.2 pueden verse estas proporciones en función de la energía por núcleo y según varias fuentes de información.

Las partículas que forman los CR galácticos, en su deambular por la galaxia, desde que son aceleradas en su origen, sufren variaciones en su composición y trayectoria debido a interac-

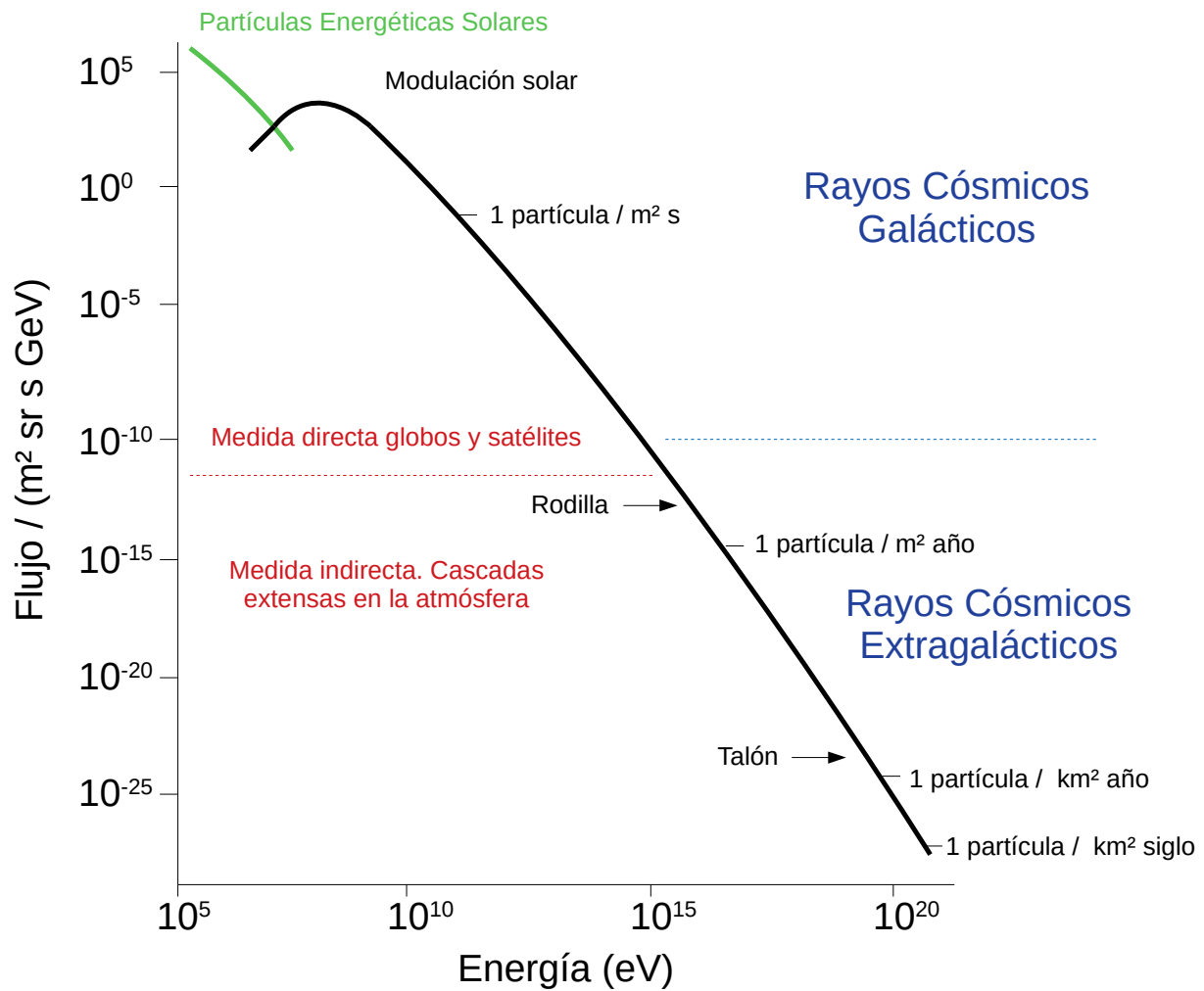


Figura 1.1: Espectro de energías de los CR primarios. Gráfica dibujada a partir de Medina 2011.

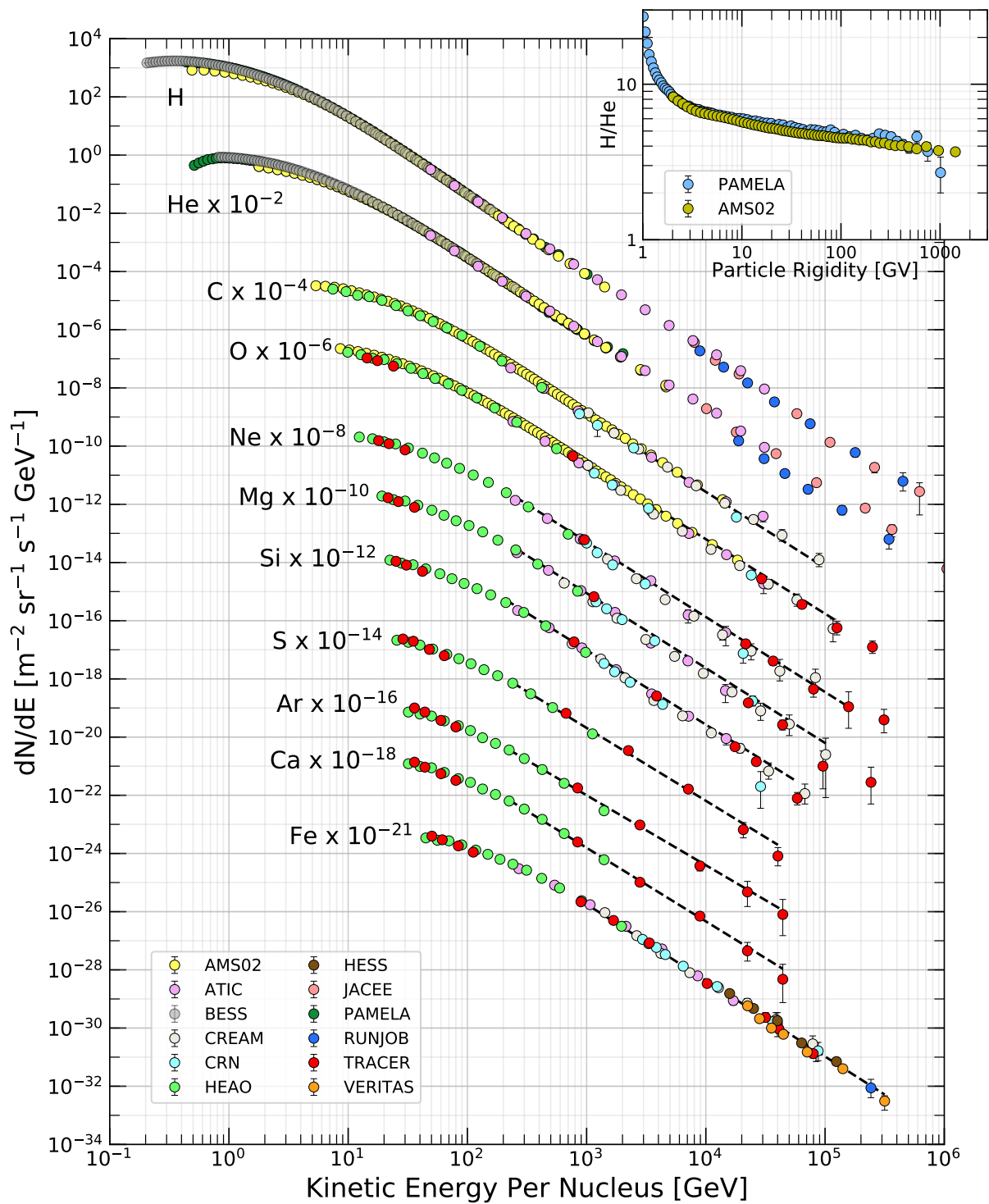


Figura 1.2: Flujo diferencial de núcleos de la radiación cósmica primaria en función de E (energía por núcleo). En el gráfico superior se muestra la relación entre protones y partículas α según rigidez. Gráfica tomada de Tanabashi et al. 2018.

ciones con otras partículas por ionización, fragmentación en colisiones nucleares o deflexión magnética. Ello da lugar a que, las que llegan a la Tierra, lo hagan de forma isótropa y a que no se pueda conocer la dirección en la que se haya el punto de origen. Las ligeras anisotropías que se detectan son debidas a la influencia del viento solar (Medina 2011, Strong et al. 2007).

En efecto, los rayos cósmicos son modulados por sucesos solares como Eyecciones de Masa Coronal (CMEs) o shocks a su paso por la heliosfera (Cane 2000, Blanco et al. 2013a), dando lugar a variaciones en su distribución angular (anisotropías) y su densidad (flujo). Debido a la velocidad relativista de los CRs, las perturbaciones severas del Campo Magnético Interplanetario (IMF) transmiten rápidamente sus efectos al flujo de CR que llegan a la Tierra cuando la perturbación se encuentra muy lejos de ésta y pueden ser detectadas en la superficie terrestre por las redes mundiales de monitores de neutrones (energías de CR ≥ 1 GeV) y de telescopios de muones (energías de CR ≥ 50 GeV), previendo determinados fenómenos, como el inicio de grandes tormentas geomagnéticas, con mayor antelación que los sensores situados en el punto de Lagrange L1 (Bieber et al. 1998, Kudela et al. 2000, Munakata et al. 2000). En conclusión, midiendo anisotropías y flujo de los CR que llegan a la Tierra puede obtenerse información sobre los fenómenos moduladores, de ahí que este tipo de estudios sea especialmente relevante desde el punto de vista de la meteorología espacial o *Space Weather*.

1.3.1 Umbral de Rigidez Geomagnética (Cut-off Rigidity)

Se define rigidez magnética como el momento lineal de una partícula por unidad de carga, de tal forma que un ion de número atómico A (uma), carga eléctrica Z y energía cinética E (en GeV/uma) tiene una rigidez magnética (en GV) de:

$$R = rB = \frac{A}{Z} \sqrt{E^2 + 2M_0E} \quad (1.1)$$

donde r es el radio ciclotrón de la partícula en un campo magnético B cuando la partícula incide perpendicularmente al campo y $M_0 = 0,931494 \text{ GeV}/c^2$ es la unidad de masa atómica (uma) (Medina 2011).

Como se ha indicado, los CRs tienen carga eléctrica y, por ello, están sujetos a la influencia de cualquier campo magnético. El campo geomagnético terrestre sirve de escudo desviando la trayectoria de los CR primarios con mayor influencia cuanto menor es su energía, de forma que para llegar a la atmósfera, deberán superar un umbral de energía que dependerá de la distribución de las líneas de campo magnético y, por ende, de la latitud terrestre, dando lugar al concepto de corte o umbral de rigidez geomagnética (en inglés, cut-off rigidity) que se determina mediante un nivel de potencial eléctrico en GV.

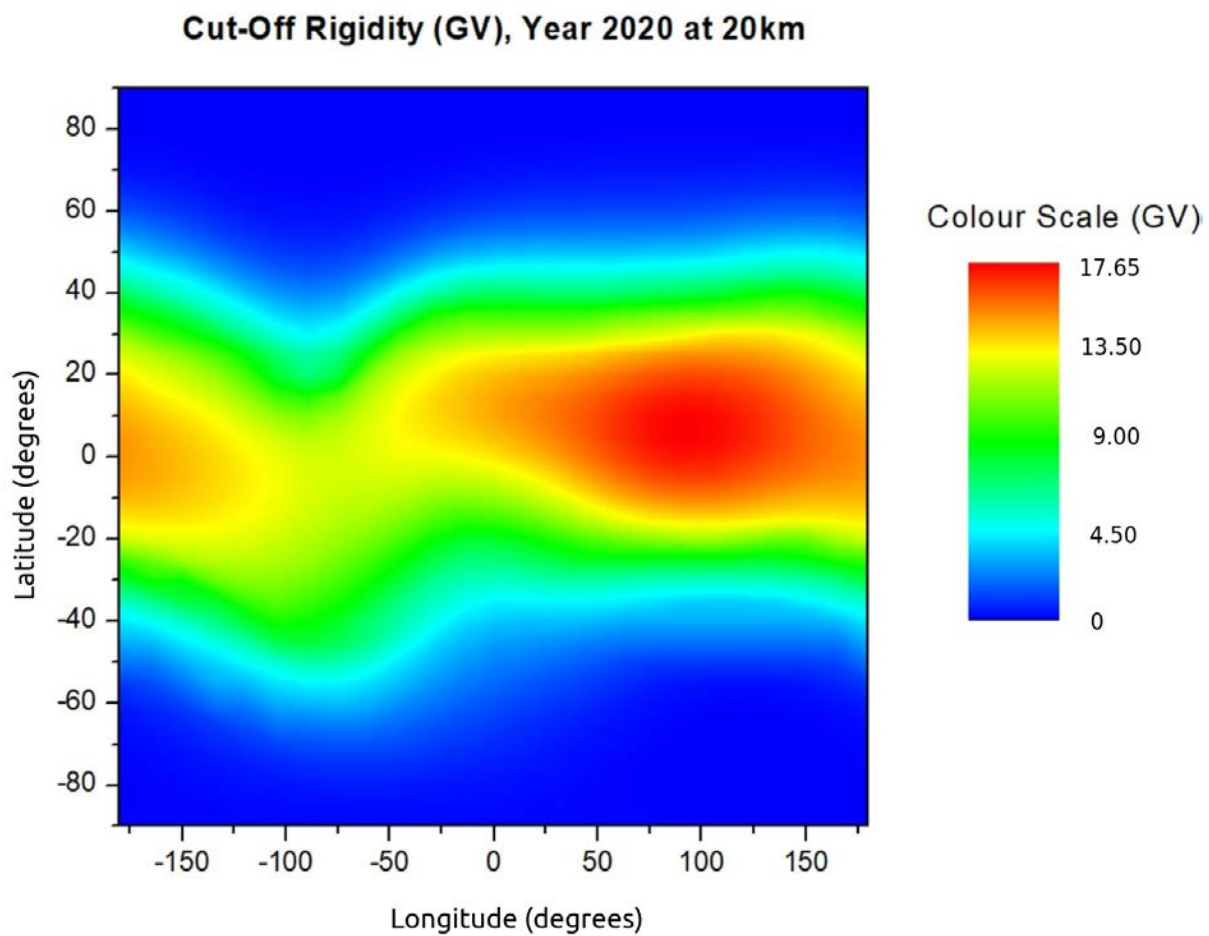


Figura 1.3: Distribución del umbral o corte de rigidez geomagnética vertical, a 20 km de altitud y en cada punto de longitud y latitud de la superficie terrestre. Gráfico tomado de Gerontidou et al. 2021.

El umbral de rigidez geomagnética se utiliza como índice para determinar la capacidad de penetración de un rayo cósmico en el campo magnético terrestre. Tendrá un valor para cada punto en la vertical terrestre y para cada valor de ángulos cenital y acimutal de la trayectoria del rayo cósmico. El umbral de rigidez geomagnética $Rc(\theta, \phi)$ en una determinada localización se define como la mínima rigidez que una partícula cargada debe tener para alcanzar esa localización en la superficie terrestre, llegando a lo alto de la atmósfera con una dirección definida por los ángulos θ y ϕ (Shea et al. 1965). Sin embargo, el umbral de rigidez geomagnética vertical en un punto en lo alto de la atmósfera se establece para rayos cósmicos que llegan a ese punto con dirección cenital.

El cálculo de la trayectoria de los rayos cósmicos que llegan a la Tierra ha sido objeto de estudio desde los años 30. La dificultad principal radica en que no hay solución analítica para el cálculo de la trayectoria de una carga en el seno de un campo magnético complejo como la magnetosfera, excepto para trayectorias en el plano ecuatorial del dipolo magnético, debiendo recurrir al cálculo numérico computacional (Gerontidou et al. 2021). Si, además, se considera la influencia de la atmósfera para las partículas que llegan al suelo, el valor de rigidez geomagnética en los polos no puede ser cero debido a la energía que pierden las partículas a su paso por la atmósfera, cuyo mínimo es de 430 MeV/n llegando al nivel del mar y de 300 MeV/n a 3000 m de altitud, lo que corresponde a un umbral de rigidez de ≈ 1 GV (Mishev et al. 2017, Raukunen et al. 2018). De esta forma, queda un rango de valores que va desde ≈ 1 GV cerca de los polos a ≈ 16 GV en el ecuador (Fig.1.3).

Si tenemos en cuenta, por un lado, que las partículas que componen los rayos cósmicos son predominantemente protones y núcleos con carga positiva; que el sentido de las líneas de campo magnético va de Norte a Sur (en el campo magnético terrestre actual van de Sur a Norte geográficos por la inversión del campo magnético respecto al geográfico), por otro; y que la fuerza ejercida por el campo magnético sobre una carga es:

$$\vec{F} = q\vec{v} \times \vec{B} \quad (1.2)$$

siendo F la fuerza ejercida, q la carga, v la velocidad y B el campo magnético; podemos concluir afirmando que una carga positiva que se dirija hacia el centro de la Tierra, será afectada por una fuerza en sentido Oeste→Este. Por ello, los rayos cósmicos que llegan a la Tierra muestran una cierta anisotropía con un mayor flujo viniendo desde el Oeste (Cecchini et al. 2012).

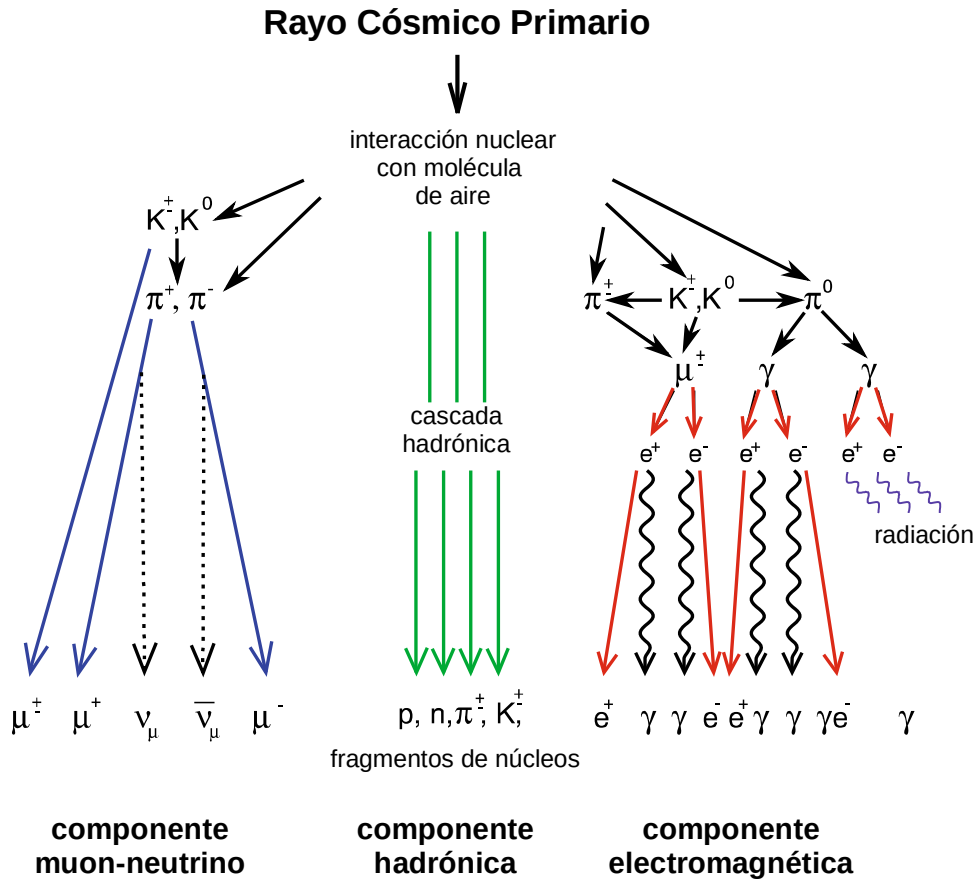


Figura 1.4: Componentes de la cascada de partículas que genera un rayo cósmico al colisionar con un núcleo de una molécula de aire. Imagen adaptada de Haungs et al. 2018

1.3.2 Extensive Air Showers

Los CR viajan a velocidades relativistas y, al interactuar con gas interestelar, dan lugar a otras partículas denominadas rayos cósmicos secundarios. Cuando los CR llegan a la Tierra, colisionan con núcleos de moléculas (N, O) de las altas capas de la atmósfera, formando una cascada o lluvia de partículas también conocida como “Extensive Air Shower” (EAS) (Fig. 1.4).

En la colisión, se produce la cascada hadrónica, compuesta por protones, neutrones y mesones (Grieder 2001). Los mesones, formados por piones y en menor número kaones, pueden tener o no carga eléctrica. Los piones neutros decaen inmediatamente en dos rayos gamma (γ), los cuales pueden producir pares de electrones que, a su vez, pueden generar más rayos gamma por radiación de frenado (efecto bremsstrahlung), constituyendo parte de la componente electromagnética de la cascada (e^- , e^+ , γ). Los piones cargados (π^\pm) decaen en muones y neutrinos muónicos (componente muón-neutrino), (Ramesh et al. 2012).

$$\pi^+ \rightarrow \mu^+ + \nu_\mu$$

$$\pi^- \rightarrow \mu^- + \bar{\nu}_\mu$$

Ambos, el muon y su correspondiente neutrino son considerados como leptones que no participan en reacciones nucleares. Al tener los neutrinos una sección eficaz extremadamente pequeña y no tener carga ni interacción fuerte, pasan fácilmente a través de la materia, lo que facilita que sean numerosos los que llegan a nivel del mar.

A su vez, muchos muones que no llegan a la superficie, decaen en un electrón (o positrón) y dos neutrinos, alimentando la componente electromagnética y la componente muónica-neutrino.

$$\mu^+ \rightarrow e^+ + \nu_e + \bar{\nu}_\mu$$

$$\mu^- \rightarrow e^- + \bar{\nu}_e + \nu_\mu$$

Los neutrinos, aunque numerosos en su llegada a la superficie terrestre son difícilmente detectables. Sin embargo, otras partículas de la EAS, como muones y neutrones, que son más fácilmente detectables, se emplean para conocer ciertos aspectos de la interacción entre el Sol y la Tierra mediante mediciones en la superficie terrestre.

1.4 Muones

Los muones, como parte de la EAS fueron descubiertos en 1937 por C. Anderson y S.H. Neddermeyer. Son partículas cargadas pertenecientes a la familia de los leptones. Tienen una masa de $105 \text{ MeV}/c^2$, que equivale a 207 veces la del electrón, mismo spin y misma carga positiva o negativa (μ^+ , μ^-). Los muones y neutrinos son las partículas más numerosas de las que llegan a nivel del mar. Según se muestra en Fig. 1.5, para $E > 1 \text{ GeV}$, por cada 100 muones llegan 2 protones, 2 neutrones y 0,2 electrones (Tanabashi et al. 2018).

Los muones se generan primordialmente con el decaimiento de mesones, sobre todo kaones (K^\pm) y piones (π^\pm). Adquieren una media de energía del 79 % y 52 % de las energías de los kaones y piones de los que proceden respectivamente (Cecchini et al. 2012). Los canales principales de producción con sus probabilidades de decaimiento son los siguientes:

$$\pi^\pm \rightarrow \mu^\pm + \nu_\mu \sim 100 \%$$

$$K^\pm \rightarrow \mu^\pm + \nu_\mu \sim 63 \%$$

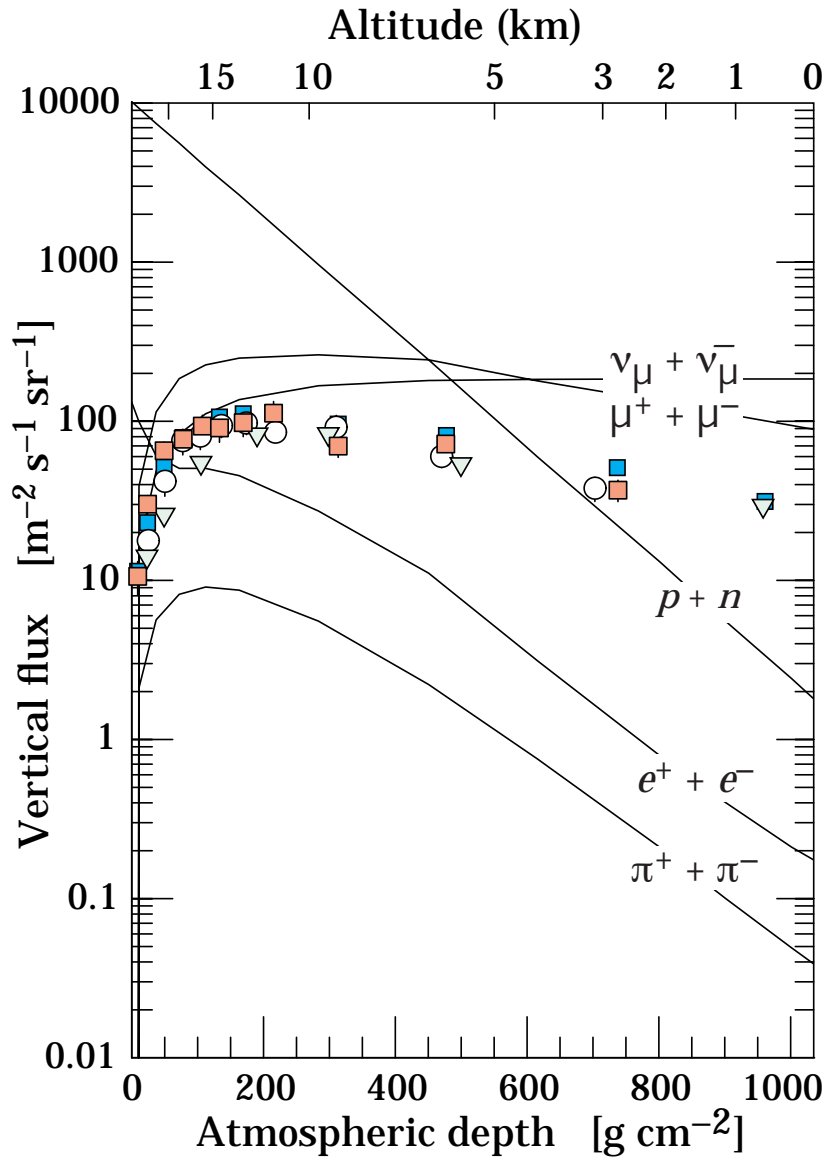


Figura 1.5: Flujo vertical de rayos c3smicos en la atm3sfera para energ3as superiores a 1 GeV. Los s3mbolos representan medidas de muones negativos con energ3a superior a 1 GeV (cada s3mbolo a una publicaci3n distinta). Fuente: Tanabashi et al. 2018.

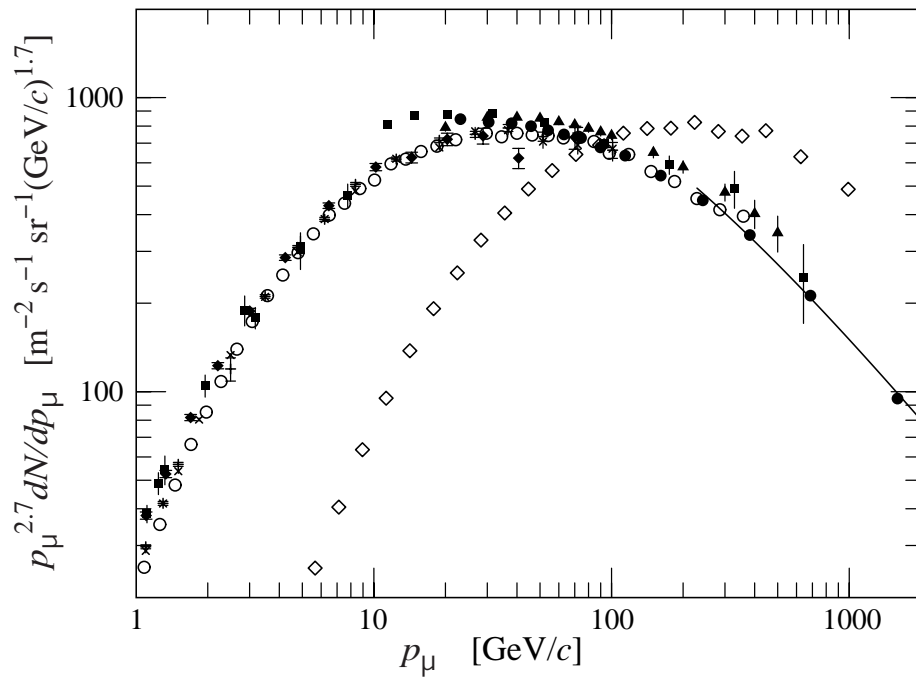


Figura 1.6: Espectro de muones en $\theta = 0^\circ$ (distintas publicaciones) y $\theta = 75^\circ$ (\diamond). La línea representa un cálculo analítico aproximado. Fuente: Tanabashi et al. 2018.

La mayor parte de los muones se produce a 15 km de altitud media, viajan a velocidad relativista y tienen una vida media de $2,2 \mu s$. Curiosamente, el tiempo necesario para recorrer 15 km a la velocidad de la luz es de $50 \mu s$, sin embargo, aplicando las transformaciones de Lorentz, aunque para un observador en reposo con respecto al muon, transcurran $50 \mu s$, en el sistema de referencia del muon, el tiempo transcurrido es inferior a $2,2 \mu s$ (Gaisser et al. 2016).

En su viaje por la atmósfera pierden una media de $2 GeV$ por ionización y su energía media al alcanzar la superficie terrestre está en el orden de $\approx 4 GeV$. En la Fig. 1.6 se muestra el espectro de energía de muones a nivel del mar para 0° y 75° de ángulo cenital. Para grandes ángulos, los muones de baja energía decaen antes de llegar a la superficie.

El flujo de muones con trayectoria vertical y momento por encima de $1 GeV/c$ al nivel del mar es $\approx 70 m^{-2} s^{-1} sr^{-1}$ (De Pascale et al. 1993, Kremer et al. 1999), valor que en más recientes mediciones se ha normalizado a la baja en un 10 – 15 % (Grieder 2001, Haino et al. 2004) y que, en la práctica experimental, se traduce en la expresión más empleada de intensidad de flujo de $\approx 1 cm^{-2} min^{-1}$ para detectores planos. Este flujo se ve afectado principalmente por las variaciones atmosféricas de presión y temperatura (Sagisaka 1986) debiendo ser corregida la presión a partir de los datos tomados in situ según el método propuesto por Dorman 2004. En el caso de la temperatura, la corrección es más compleja pues se necesitan los datos de temperatura de varios niveles de altitud y es muy difícil obtenerlos experimentalmente, por lo que deben usarse modelos meteorológicos en la mayoría de los casos (Berkova et al. 2012, Savic et al. 2016).

Su distribución angular (flujo por unidad de ángulo sólido, integrado a todas las energías) a nivel del mar, sigue una ley $\approx \cos^n \theta$ respecto al ángulo cenital (θ), donde n varía en función de su energía (véase Fig. 1.7). Para muones con una energía en el orden de $E_\mu \approx 3 GeV$, n vale 2 (Cecchini et al. 2012), por tanto, la distribución de interés para los datos que se manejan en esta tesis es $\approx \cos^2 \theta$.

1.5 Space Weather

La meteorología espacial o *Space Weather* puede considerarse una disciplina que estudia las variaciones en el ambiente espacial dentro del Sistema Solar, principalmente entre la Tierra y el Sol, incluyendo las capas más externas de la atmósfera: magnetosfera, ionosfera, termosfera y exosfera (Poppe et al. 2006). En similitud a la acepción de tiempo meteorológico como estado atmosférico, este término inglés suele traducirse también como meteorología espacial.

La utilidad más importante de *Space Weather* es la de pronosticar, con una determinada an-

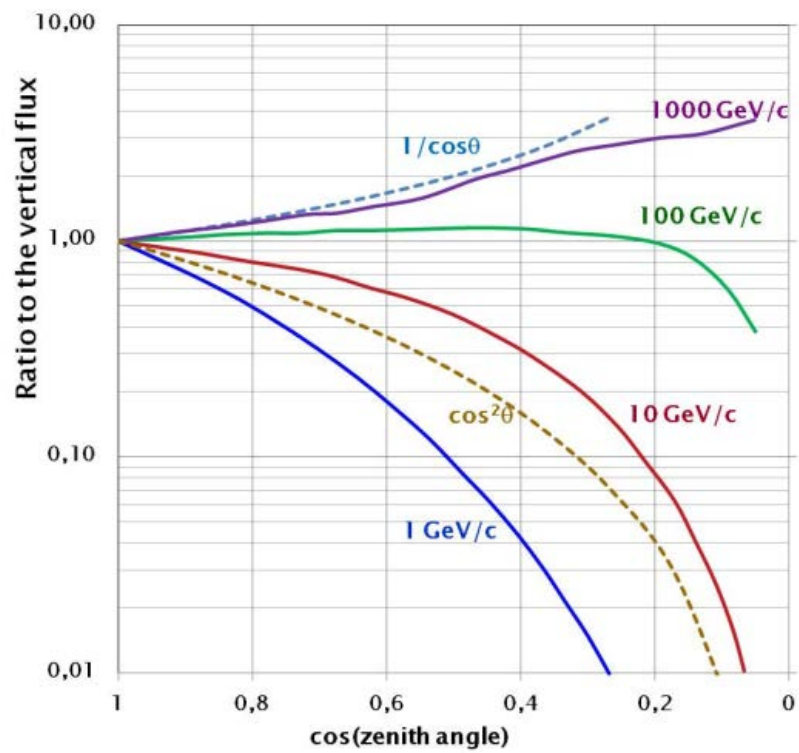


Figura 1.7: Distribución angular de muones a nivel del mar. Curvas obtenidas mediante simulaciones Monte Carlo teniendo en cuenta la curvatura de la atmósfera. Gráfico obtenido de Cecchini et al. 2012.



Figura 1.8: Bobinados de transformador quemados en centrales de energía eléctrica debido a tormentas geomagnéticas en Sudáfrica (2003) y en Canadá (1989). Imágenes obtenidas de Kappenman 2010a y Kappenman 2010b.

telación, la llegada a la Tierra de fenómenos espaciales que puedan poner en riesgo la seguridad de las personas o bienes. Con ello se pretenden evitar sucesos como el famoso apagón eléctrico que tuvo lugar el 13 de marzo de 1989, en Quebec (Canadá), debido a los daños producidos por una tormenta geomagnética en el tendido eléctrico y en los bobinados de transformadores de la central suministradora. Un suceso similar ocurrió en Sudáfrica, el 29 de octubre de 2003, en un transformador de la compañía eléctrica ESKOM, debido a otra tormenta geomagnética (Fig. 1.8).

No sólo las tormentas geomagnéticas, también las partículas energéticas que alcanzan a los sistemas espaciales pueden producir daños software o hardware de distinta índole como Single Event Effects (SEE), degradación de propiedades eléctricas y/o materiales, carga electrostática en dieléctricos, daños en la estructura cristalina de semiconductores, señales espurias en sensores, desvío en orbitas satelitales, pérdidas de señal en receptores GPS, etc. Por ello, algunas asociaciones de fabricantes de dispositivos electrónicos y algunas instituciones, sensibilizadas con estos problemas, iniciaron hace décadas protocolos de medida de la resistencia de chips a la exposición de determinadas radiaciones de partículas para evitar anomalías software y hardware. Tal es el caso de la “Joint Electron Device Engineering Council” (JEDEC).

Organizaciones americanas como la “[National Oceanic and Atmospheric Administration](#)” (NOAA) y europeas, como la [European Space Agency](#) (ESA), tienen sus propios servicios de *Space Weather*. También la Organización de Aviación Civil Internacional (OACI) está muy sensibilizada con la meteorología espacial, ya que una correcta predicción puede evitar averías y efectos en la salud de tripulación y pasaje en vuelos, sobre todo en rutas polares (las más afec-

tadas por la radiación). Elegir rutas alternativas para determinados trayectos es muy costoso en combustible y tiempo, por ello OACI ha puesto en marcha iniciativas para tener información útil en tiempo real y en la web que ayude a la toma de decisión operativa; así como ampliación de la red de sensores, mayor colaboración con el mundo científico y procedimientos aeronáuticos con avisos mediante un servicio internacional de *Space Weather* para la navegación aérea (OACI 2018).

Además de su uso para el estudio de los procesos físicos asociados a los rayos cósmicos, los monitores de neutrones y telescopios de muones son fundamentales en la predicción de *Space Weather*, ya sea mediante el análisis de flujo (en ambos) o de anisotropías de muones. Para ello son vitales los datos provistos por las redes globales tanto de monitores de neutrones (NMDB), como de detectores de muones (GMDN) (Mavromichalaki et al. 2004, Rockenbach et al. 2014). Los datos obtenidos mediante telescopios de muones son complementarios a los obtenidos con monitores de neutrones, ya que los neutrones que se detectan en la superficie terrestre proceden de rayos cósmicos con energías de hasta ≈ 50 GeV, mientras que los muones recibidos proceden de CRs desde ≈ 10 GeV hasta varios cientos de GeV (Duldig 2000).

Las variaciones en las tasas de conteo de monitores de neutrones y de telescopios de muones pueden ser representativas de los cambios en las condiciones de propagación de los CRs que viajan por la Heliosfera. Por ejemplo, la profundidad y duración de los decrementos en las tasas de conteo conocidas como *Forbush Decreases* (FD) (Forbush 1938), pueden relacionarse con la velocidad de ICMEs y shocks, con la intensidad de sus campos magnéticos y/o con la deceleración de (ICMEs) (Blanco et al. 2013b).

Mientras que la relación entre las CMEs y los FDs es bien conocida (Cane et al. 2000), es menos sabido que los decrementos en el flujo de CRs van, a menudo, acompañados de fuertes anisotropías de CRs. Por otro lado, a partir de los datos de monitores de neutrones y telescopios de muones se han encontrado anisotropías previas a llegada de shocks interplanetarios y subsecuentes *Forbush Decreases*, alertando de forma temprana sobre los efectos del impacto de un shock en la magnetosfera terrestre (Munakata et al. 2005). Sorprendentemente, los telescopios de muones observan estos fenómenos con anterioridad a los monitores de neutrones, siendo la media de 4 horas para monitores de neutrones y de 8 horas para detectores de muones (Leerunnavarat et al. 2003), lo que se debe al hecho, ya comentado, de que los detectores de muones responden a energías de CRs más elevadas (superiores a 50 GeV) que los monitores de neutrones (≈ 10 GeV) (Munakata et al. 2000).

En resumen: puede afirmarse que los telescopios de muones complementan y refuerzan la información obtenida mediante monitores de neutrones, que ambos son clave en *Space Weather* y que los telescopios de muones, en ciertos casos, añaden una mayor anticipación que los

monitores de neutrones y complementan y amplían la información mediante el estudio de anisotropías.

1.6 Centelladores

Una de las formas más antiguas de detectar radiaciones ionizantes es el uso de materiales que emiten destellos de luz (centellean) al ser sometidos a dichas radiaciones. Hoy en día, esta cualidad de centelleo sigue siendo uno de los métodos disponibles más útiles para la detección y obtención de espectroscopías en una amplia gama de radiaciones. Casi todos los materiales transparentes producen una pequeña cantidad de luz al paso de una radiación ionizante, sin embargo, se denominan centelladores a aquellos en los que la conversión de parte de la energía de la partícula en luz es eficiente, siendo la eficiencia de un centellador la relación entre la energía que es convertida en luz respecto a la energía total de la partícula ionizante.

Según Knoll 1999, un centellador ideal debería de cumplir las siguientes características:

1. Conversión de la energía cinética de la partícula en luz con gran eficiencia.
2. Esa conversión debería ser lineal, es decir, la luz emitida debería ser proporcional a la energía depositada por la partícula en el rango de energía más amplio posible. Esta propiedad es importante si se quiere estudiar la energía de la partícula incidente y no lo es si sólo se quiere contar partículas.
3. El medio debería ser transparente a la longitud de onda de su propia emisión para una óptima recolección de la luz generada.
4. El tiempo de decaimiento de la luminiscencia inducida debe ser suficientemente corto como para que todos los pulsos de señales rápidas puedan ser generados.
5. El material debe tener una buena calidad óptica y posibilitar la manufactura en tamaños suficientemente grandes para que sean de interés en la fabricación de detectores.
6. Su índice de refracción debe estar cercano al del vidrio ($\approx 1,5$) para permitir un acoplamiento óptimo en la transferencia de luz con el fotomultiplicador (PMT, de sus siglas en inglés) u otro sensor lumínico.

No es fácil encontrar materiales que cumplan todas estas cualidades y, al final, debe adoptarse un compromiso que se adapte lo mejor posible a los requisitos de la aplicación.

Atendiendo a la composición de su material, los centelladores se clasifican en dos grandes grupos: orgánicos e inorgánicos.

1.6.1 Centelladores orgánicos

Los compuestos centelladores orgánicos son hidrocarburos aromáticos (contienen átomos de carbono ligados en forma de anillo), entre los cuales están los denominados en abreviatura PTP, BPBD, PPO y POPOP, cuyas fórmulas químicas son $C_{18}H_{14}$, $C_{24}H_{22}N_2O$, $C_{15}H_{11}NO$ y $C_{24}H_{16}N_2O_2$ respectivamente. Es decir, son compuestos ricos en carbono e hidrógeno.

Mecanismo de centelleo en centelladores orgánicos

Los compuestos aromáticos se caracterizan por tener los denominados orbitales moleculares π , en ellos, los electrones no se encuentran asociados a un átomo en particular, sino que están deslocalizados en la molécula, generando los enlaces químicos entre los átomos de carbono que forman el anillo característico de estos compuestos. La luz de centelleo se genera por transiciones entre niveles energéticos de electrones de valencia. En la Fig. 1.9 se puede ver un diagrama de energías esquemático, con estado fundamental S_0 y un estado excitado de spin S_1 . Además, asociado a cada nivel electrónico hay una estructura de subniveles energéticos de excitaciones de modos vibracionales moleculares (líneas discontinuas). La diferencia de energía entre niveles electrónicos está en el orden de los 3 eV, mientras que entre los subniveles vibracionales, en el orden de los 0,15 eV (Birks 2013).

La energía cedida por la partícula incidente, por ionización y excitación, hace que los electrones de valencia ocupen tanto los estados electrónicos excitados como los subniveles vibracionales (flechas de trazo recto en la Fig. 1.9). En el caso de excitaciones a estado S_1 y sus subniveles vibracionales, estos últimos (modos vibracionales) decaen inmediatamente, en menos de 10 ps, al estado S_1 sin la emisión de radiación, en un proceso conocido como *degradación interna*. Si los electrones decaen desde S_1 al estado fundamental S_0 o cualquiera de sus estados vibracionales, se produce la emisión de radiación en el espectro visible (flechas onduladas) (Knoll 1999, Birks 2013).

Sería deseable que la eficiencia del centellador fuera muy alta. Sin embargo, no siempre la desexcitación de las moléculas se traduce en emisión de radiación luminosa, en algunos casos se genera calor que es absorbido por el material. Esto se debe a impurezas o moléculas de oxígeno disueltas, degradando su eficiencia. Todos los procesos de desexcitación de este tipo que se traducen en disminución de radiación luminosa se agrupan en el término conocido como “quenching”. Este aspecto se tiene en cuenta en el proceso de fabricación procurando la mayor pureza posible del material.

Podemos distinguir los siguientes procesos de emisión de luz:

- **Fluorescencia.** Se caracteriza por la generación inmediata de luz visible tras la excitación.

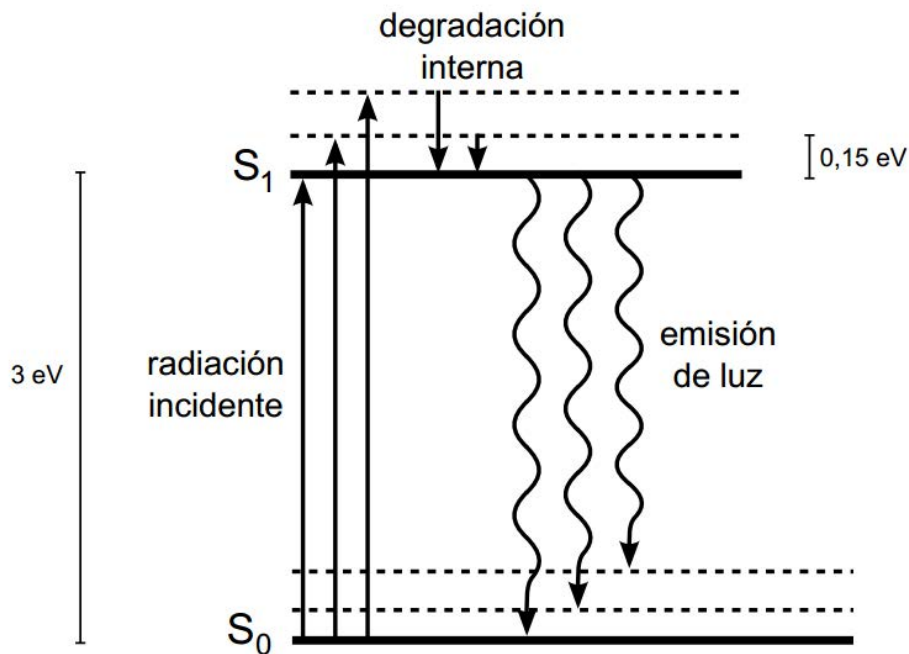


Figura 1.9: Niveles de energía de una molécula orgánica con estructura π . Figura inspirada en Birks 2013.

Son típicos tiempos medios de 0,5 ns de flanco de subida y de 1,5 ns de decaimiento con anchos de pulso a media altura (FWHM) de 2 ns.

- **Fosforescencia.** El proceso de generación es más lento y persistente en el tiempo. La longitud de onda es mayor que en fluorescencia. En función del tipo de material, pueden ser tiempos totales del orden de 500 ns hasta 150 ms en centelladores inorgánicos (Knoll 1999). Estos tiempos son inadmisibles para medir flujos elevados de partículas, ya que producen solapamientos de pulsos que imposibilitan su discriminación y conteo real.
- **Fluorescencia retrasada.** Se produce en la misma longitud de onda que la fluorescencia, pero de forma más lenta y persistente, como ocurre con la fosforescencia.

Un centellador detector de partículas debe ser rápido en la generación de luz y tener poca persistencia, huyendo de la fosforescencia, así podrá captar flujos de partículas mayores. Las constantes de tiempo de los circuitos asociados al proceso de detección son mucho más cortas que las de los procesos de fosforescencia, por todo ello, los centelladores empleados en telescopios de muones son de tipo fluorescente.

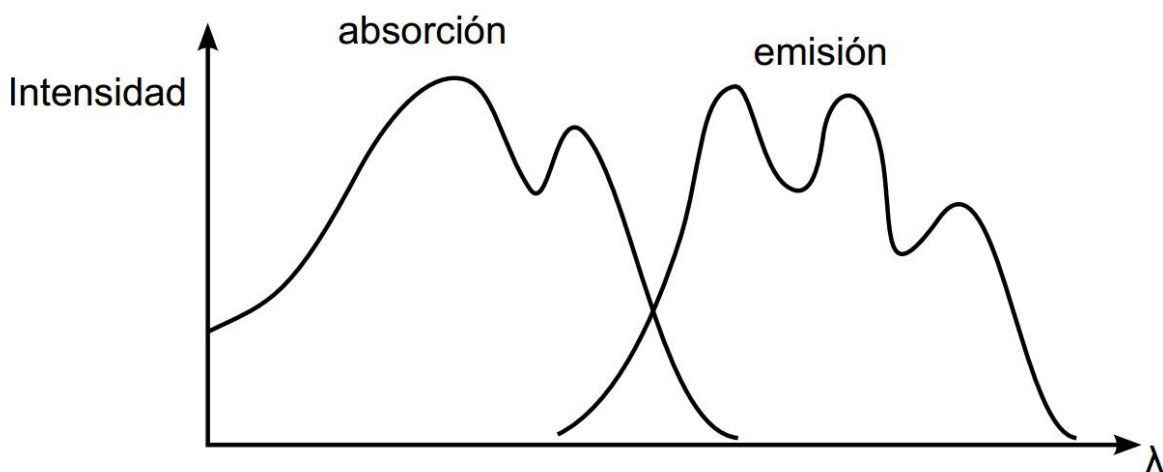


Figura 1.10: Esquema del desplazamiento de la longitud de onda de emisión luminosa respecto de la de absorción intrínseca del centellador (adaptado de Knoll 1999).

Los centelladores orgánicos se conforman con un material fluorescente disuelto en un solvente base, proceso también por ello conocido como “flúor”. Si el solvente es líquido da lugar a los centelladores líquidos y si es una matriz polimérica a los centelladores plásticos.

Es habitual también añadir un segundo soluto para conseguir que haya un desplazamiento en la longitud de onda de emisión (Fig.1.10), lo que se conoce como Wave Length Shifter (WLS). Esto tiene dos ventajas: por un lado, disminuye la reabsorción de parte de la energía depositada en grandes centelladores, consiguiendo una mayor intensidad de emisión luminosa. Por otro lado, al estar, en muchos casos, la emisión primaria del centellador en el ultravioleta (UV), se consigue llevarla al espectro visible para visualizarla o acercarla a la longitud de onda de máxima sensibilidad de los fotodetectores que vayan a emplearse después para captarla. Incluso, si se requiere puede añadirse un tercer soluto WLS para desplazar aún más la longitud de onda y llevarla a la de máxima sensibilidad del fotodetector (Birks et al. 1972).

Los centelladores orgánicos se clasifican en orgánicos puros, líquidos y plásticos.

- **Centelladores orgánicos puros**

Sólo dos materiales son los que se encuadran en esta categoría y que se utilizan masivamente: antraceno y estilbena. El antraceno es uno de los más veteranos y que se alza con la distinción de ser el de mayor eficiencia de centelleo. El estilbena tiene menor eficiencia pero es el preferido cuando se quiere discriminar entre electrones y otras partículas cargadas. Ambos son materiales frágiles y difíciles de obtener en grandes tamaños.

- **Centelladores líquidos**

Los centelladores líquidos son soluciones de un material centellador en un solvente líquido. Los solventes más utilizados son xileno, tolueno, benceno, fenilciclohexano, trietilbenceno y decalina. Los solutos más típicos son BPBD, PPO y PTP. La concentración del soluto está entre 2 y 4 gramos por litro de solvente.

Tienen un tiempo de respuesta corto, de unos pocos nanosegundos, por ser fluorescentes y una de sus ventajas es el bajo costo que los hace idóneos para su uso en aplicaciones que requieren grandes volúmenes.

Otra gran ventaja de estos centelladores es la posibilidad de diluir otra sustancia. Por ejemplo, para detectar neutrones se les puede diluir un material convertidor, como el boro-10. Cuando un neutrón interactúa con un núcleo de ^{10}B se produce la siguiente reacción exotérmica:



El litio y la partícula alfa se reparten la energía liberada como energía cinética y son ahora éstos quienes, al frenarse, ionizan y excitan al centellador para producir fotones.

- **Centelladores Plásticos**

Están compuestos por una matriz polimérica (plástico base) con un material centellador disuelto. En el proceso de fabricación se mezcla el material centellador primario con el solvente para luego polimerizar la solución, consiguiendo un plástico centellador disperso de forma homogénea. Los plásticos solventes base más utilizados son el poliestireno, el polimetilmetacrilato (también conocido como acrílico) y el poliviniltolueno.

Estos centelladores son los más profusamente utilizados en física nuclear y de altas energías debido a su bajo coste y la facilidad que ofrecen para su fabricación y conformado en todo tipo de formas y tamaños. Ello les hace idóneos para su uso en detectores de grandes dimensiones. Ese es el motivo por el que se emplean también en el sistema propuesto en esta tesis.

Actualmente se consiguen centelladores plásticos con muy bajo nivel de autoabsorción de la luz. Una característica importante a tener en cuenta en este tipo de centelladores es la longitud de atenuación de la luz (Bulk Attenuation Length) también conocida como longitud de absorción (Absorption Length), parámetro que se da como característica de todos los centelladores plásticos y que se representa con la letra λ . Se define como la distancia a la que la luz se atenúa en un factor $1/e$. Es decir, si N_0 fotones inician el viaje

y tras recorrer esa distancia quedan N , tendremos:

$$\frac{N}{N_0} = \frac{1}{e} \implies N = N_0 e^{-1} \quad (1.4)$$

Siendo λ la longitud de atenuación, la atenuación para cualquier distancia x vendrá dada por:

$$N = N_0 e^{-x/\lambda} \quad (1.5)$$

Este efecto de atenuación que podría resultar desfavorable para algunas aplicaciones, como se verá, resulta interesante para el desarrollo de esta tesis.

Debido al corto tiempo de caída y duración de los impulsos luminosos por fluorescencia, los centelladores orgánicos son idóneos para la detección de partículas cargadas, como es el caso de los muones y la obtención precisa de sus tiempos de impacto.

1.6.2 Centelladores inorgánicos

Los centelladores inorgánicos son cristales elaborados en hornos de alta temperatura. Los más extensamente usados son haluros de metal alcalino, es decir, compuestos binarios de un metal del grupo 1 con un halógeno (iodo, flúor), al que se añade una pequeña cantidad de impurezas denominadas *activadores*. El compuesto más utilizado es el NaI(Tl), ioduro de sodio dopado con talio como activador, seguido por CsI(Tl), ioduro de cesio, también dopado con talio como impureza activadora. Entre los cristales no alcalinos se puede mencionar al BGO (siglas en inglés de $Bi_4Ge_3O_{12}$, germanato de bismuto) y al BaF_2 (fluoruro de bario).

En general, los centelladores inorgánicos poseen un tiempo de decaimiento del orden de los 300 ns, lo que los coloca entre 2 y 3 órdenes de magnitud por encima de los orgánicos. Otra desventaja importante de ciertos cristales inorgánicos es su higroscopicidad. NaI(Tl), el centellador inorgánico más utilizado, es un ejemplo paradigmático. Para utilizar el cristal sin degradar sus propiedades, se le debe recubrir con una envoltura estanca, para evitar que absorba humedad del aire ambiente. La gran ventaja de los cristales inorgánicos es su *stopping power*, debido a su alta densidad y alto número atómico. Esto los hace adecuados para detección y espectroscopía de rayos gamma.

Además, de todos los centelladores, son los que poseen mayor intensidad lumínica de salida, es decir, entregan mayor cantidad de fotones por unidad de energía absorbida, lo cual se traduce en una mejor resolución en energía de la partícula ionizante a medir. Esto se debe a que un mayor número de fotones produce una altura de pulso mayor a la salida de un PMT. Si con la

misma cantidad de energía se produce el doble de fotones, tendremos doble altura de pulso y, por tanto, doble resolución si la mínima diferencia de tensión detectable permanece constante.

Además de los cristales, también cabe mencionar que algunos gases poseen la propiedad de centelleo. El nitrógeno y el oxígeno presentes en el aire atmosférico son los responsables del brillo color verdoso de las auroras boreales, cuando partículas cargadas provenientes del Sol penetran en la alta atmósfera. Sin embargo, su eficiencia como centelladores es baja, por lo que no son frecuentemente utilizados como detectores.

Mecanismo de centelleo

Mientras que en los centelladores orgánicos el mecanismo de centelleo se produce a nivel molecular, en el caso de los inorgánicos está íntimamente ligado a la estructura cristalina de éstos. Según se muestra en Fig. 1.11, los electrones tienen disponibles únicamente bandas discretas de energía como todos los materiales aislantes y semiconductores. La banda de valencia con los electrones anclados a la estructura del cristal, la banda de conducción, en la que los electrones tienen suficiente energía para desplazarse a través del cristal y la banda prohibida, intermedia entre las dos y donde nunca puede haber electrones con el cristal en estado puro. Los electrones que son energizados suficientemente pasan a la banda de conducción dejando un hueco en la de valencia. El retorno de un electrón a la banda de valencia para ocupar un hueco, generando un fotón, es un proceso ineficiente y la separación de la banda prohibida es tan grande, que la energía del fotón es demasiado alta para que se encuentre en el espectro visible.

Como se dijo anteriormente, para hacer visibles los fotones, se añaden impurezas en el cristal que se denominan *activadores*. Éstos modifican la estructura cristalina de forma que se generan estados de energía intermedios desde los cuales el electrón puede desexcitarse pasando a la banda de valencia cediendo energía y generando fotones en el espectro visible. A estos estados de desexcitación se les denomina “centros de luminiscencia” o “centros de recombinación”. Este proceso influye en el tiempo medio de decaimiento, por lo que se pueden ajustar esos tiempos a valores deseados variando los compuestos activadores.

Los centelladores inorgánicos generan más intensidad luminosa y son más lineales que los orgánicos, sin embargo, éstos últimos tienen mejor respuesta en tiempo de decaimiento y, como se ha dicho, mayor facilidad de fabricación en múltiples tamaños. Debido a las dimensiones de los centelladores necesarios para el desarrollo de esta tesis, se emplean centelladores orgánicos.

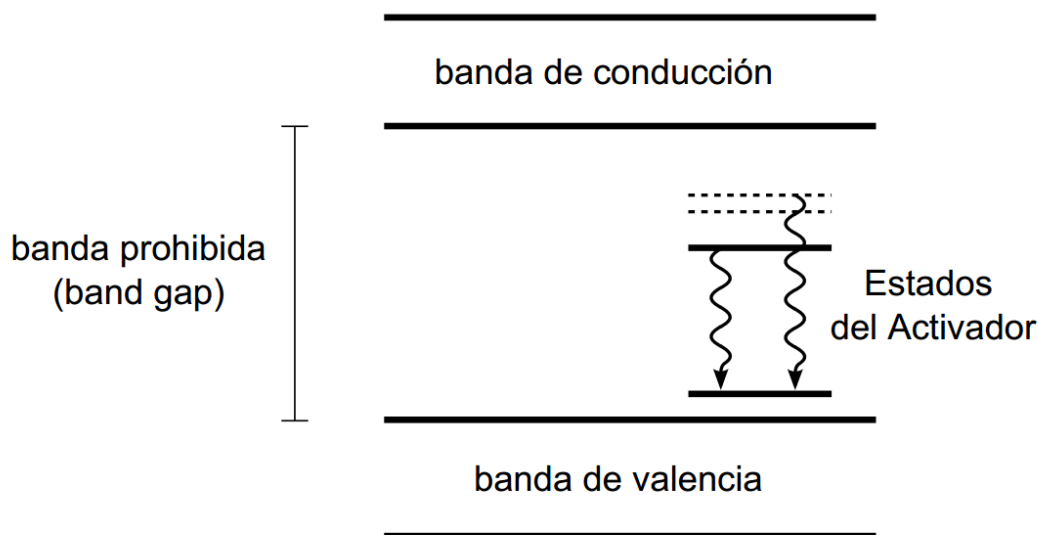


Figura 1.11: Estructura de bandas de energía en un centellador inorgánico. Figura adaptada de Knoll 1999

1.6.3 Guías de luz

En muchas aplicaciones se utilizan centelladores de gran tamaño y los sensores de luz, generalmente fotomultiplicadores, suelen tener una ventana de entrada de luz de pequeña sección en comparación con cualquiera de las caras del centellador. Teniendo en cuenta que los impulsos generados tienen muy débil intensidad luminosa y con el objeto de que llegue al detector la mayor cantidad de luz generada posible, se suelen utilizar guías de luz (Fig. 1.12 y Fig. 1.13). De esta forma se mejora la sensibilidad del sistema, captando mayor cantidad de impulsos al ser capaz de detectar destellos de menor intensidad.

A veces, también interesa adaptar la cara del centellador a la ventana de captación del PMT, que pueden tener superficies similares con formas poco compatibles entre sí, por ejemplo, una cara de centellador larga y estrecha y un PMT de ventana circular teniendo ambos la misma superficie. Para ello son muy útiles las guías de luz, como se muestra en la Fig. 1.14.

- **Guías macizas**

Las guías macizas suelen ser sólidos transparentes con un índice de refracción relativamente alto ($\approx 1,5$) y lo más cercano posible al índice de refracción del centellador. Las superficies están muy pulidas y, a veces, están envueltas en un material reflectante para devolver a la guía la luz que escapa de ella. El material comercial denominado Lucite, fabricado de una resina sintética, compuesta de metacrilato de metilo polimerizado, es

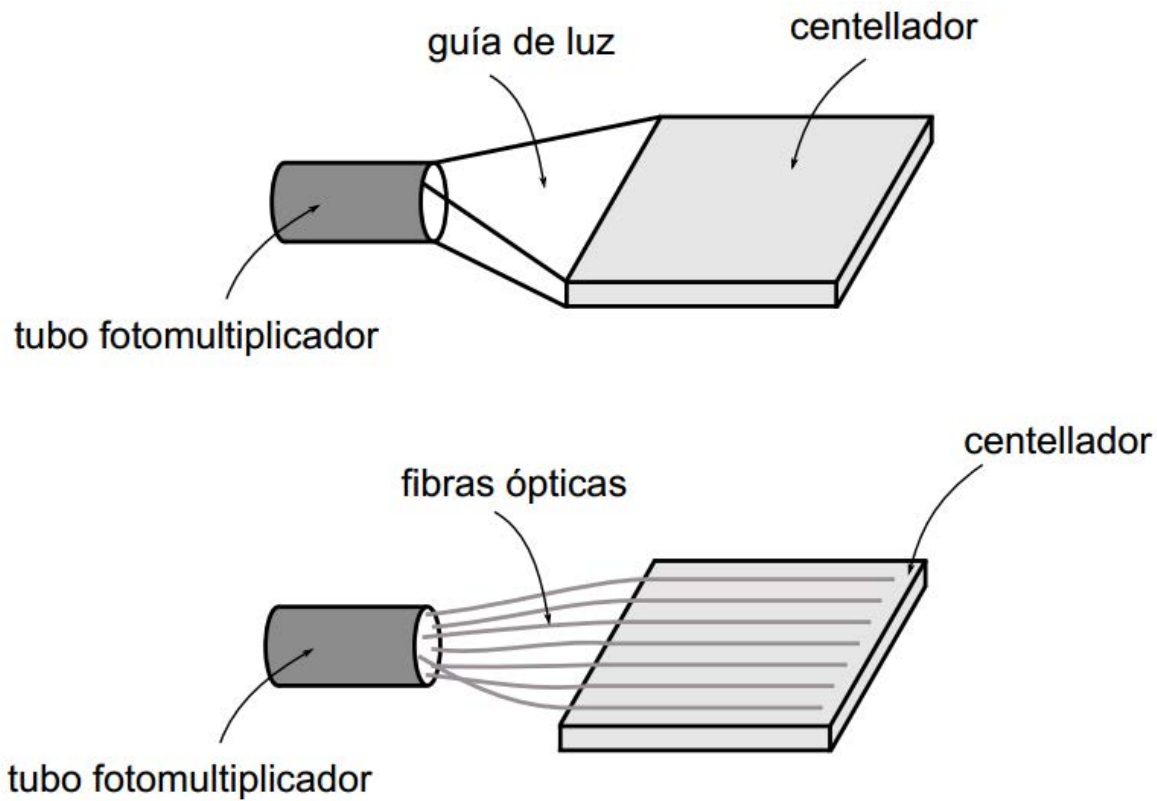


Figura 1.12: Boceto de guías de luz típicas para transferir la luz del centellador al PMT. Maciza arriba y mediante fibras ópticas en la parte inferior.



Figura 1.13: Imagen de guías de luz macizas para un buen acoplo en la transmisión de luz entre centellador y PMT. Fotografías tomadas de Saint-Gobain [2022](#).

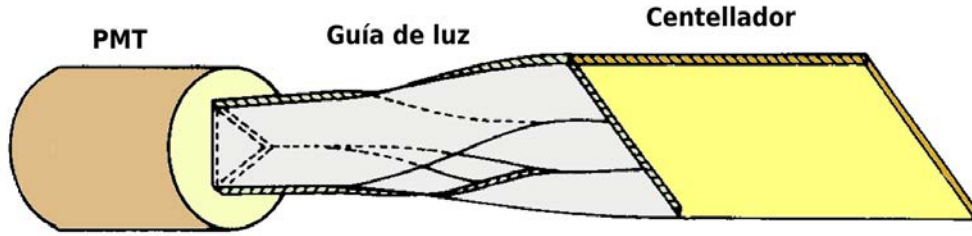


Figura 1.14: Guía de luz maciza para adaptación del borde del centellador al PMT. Imagen adaptada de Knoll 1999

ampliamente utilizado por ser muy maleable para obtener diversas y complejas formas (Kilvington et al. 1970).

Las guías macizas operan bajo el principio óptico de reflexión interna total. Aplicando la Ley de Snell (Fig. 1.15):

$$n \operatorname{sen} \theta = n_0 \operatorname{sen} \theta_0 \implies \frac{\operatorname{sen} \theta}{\operatorname{sen} \theta_0} = \frac{n_0}{n} \quad (1.6)$$

Siendo θ el ángulo que forma el rayo de luz que incide en la superficie de la guía con respecto a la normal, θ_0 el ángulo en el aire, n el índice de refracción del material y n_0 el índice de refracción del aire ($n_0 = 1$).

El ángulo crítico (θ_c) se dará para $\theta_0 = 90^\circ$, es decir $\operatorname{sen} \theta_0 = 1$ y será:

$$\operatorname{sen} \theta_c = \frac{\operatorname{sen} \theta_0}{n} \implies \theta_c = \operatorname{arcsen} \left(\frac{\operatorname{sen} \theta_0}{n} \right) \quad (1.7)$$

Si la geometría de guía de luz es de caras paralelas, la fracción de luz que escapa de la guía (E), vendrá dada por la fracción de direcciones del espacio comprendidas entre 0 y θ_c , es decir, formará un doble cono cuyo ángulo entre la generatriz y el eje será el ángulo crítico.

$$E = 2 \cdot \frac{\Omega}{4\pi} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta_c} d\Omega = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta_c} 2\pi \operatorname{sen} \theta d\theta = 1 - \cos \theta_c = 1 - \sqrt{1 - \left(\frac{n_0}{n} \right)^2} \quad (1.8)$$

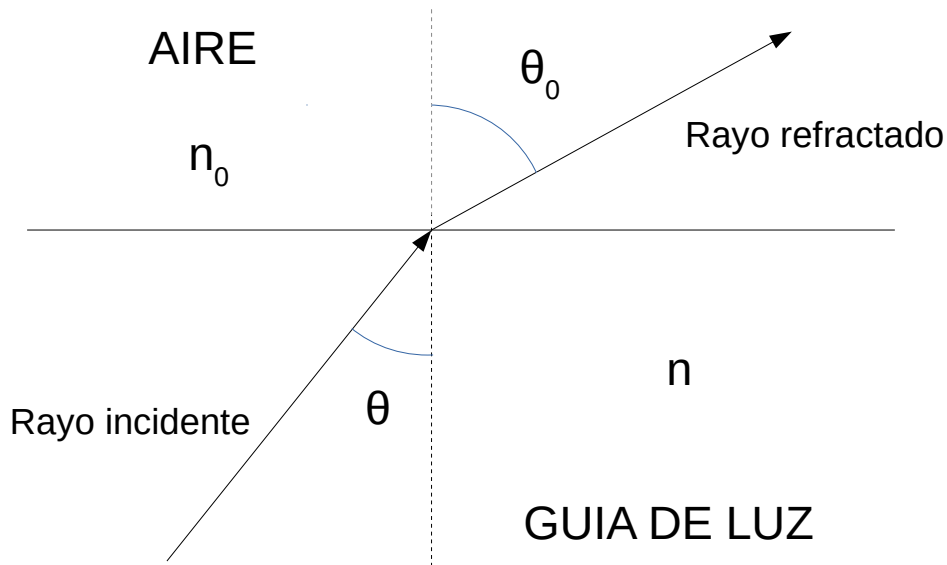


Figura 1.15: Ley de Snell: $n \text{sen} \theta = n_0 \text{sen} \theta_0$

Por tanto, la fracción de luz (F) que queda en la guía será:

$$F = 1 - E = \sqrt{1 - \left(\frac{n_0}{n}\right)^2} \quad (1.9)$$

Es decir, para un coeficiente de refracción $n=1,5$, tendríamos un 74,5 % de luz que permanece dentro de la guía.

Mediante argumentos de conservación del volumen del espacio de fases (teorema de Liouville), se puede demostrar que el flujo de fotones es incompresible. Es decir, un flujo dado en la entrada de una guía de luz no puede ser concentrado en un área transversal menor en la salida. Si el área transversal de salida de la guía de luz es menor que el área de entrada y el cambio se produce suavemente, la intensidad de la luz de salida se reduciría según la relación de las áreas. Es decir, el porcentaje de luz (f_L) que llegará al PMT, sin contabilizar pérdidas por otros motivos, viene dado por:

$$f_L = \frac{S_{PMT}}{S_C} \quad (1.10)$$

Siendo f_L la fracción de luz que llega al PMT, S_{PMT} la superficie de la guía en el lado del PMT y S_C la superficie transversal de la guía en el lado del centellador (Ferrer Soria 2015).

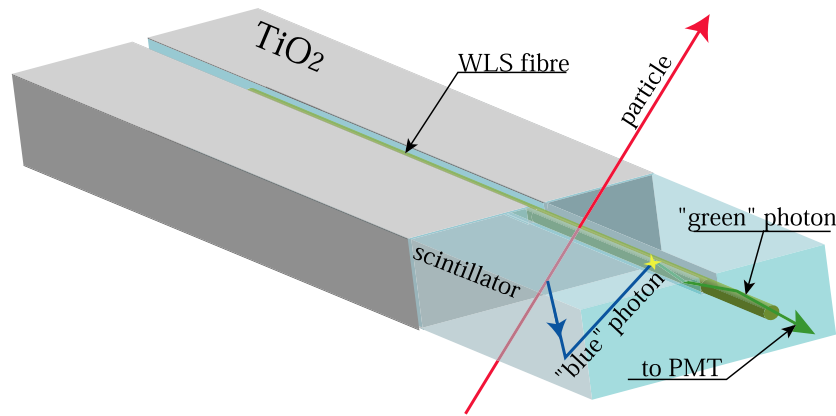


Figura 1.16: Fibra óptica WLS absorbiendo fotones por su contorno y reemitiéndolos en otra longitud de onda para dirigir el máximo posible hacia el PMT. Imagen obtenida de Jollet 2005.

En resumen, las pérdidas de luz en la guía vienen dadas por la atenuación, la luz que sale de la guía por sus distintas caras y por la diferencia de superficies de acoplamiento en el centellador y PMT.

Para evitar estas pérdidas en aplicaciones donde se requieren centelladores con grandes superficies de emisión de luz, se utiliza una guía de luz de plástico dopado con un producto desplazador de longitud de onda (WLS), el cual absorbe fotones y los reemite en una longitud de onda distinta, generalmente mayor. De esta manera, la restricción de la incompresibilidad no se aplica y es posible guiar la luz de centelleo en forma eficiente. El material WLS puede ser incorporado tanto en la guía de luz de plástico maciza como en las fibras ópticas. En la Fig. 1.16 se muestra un boceto de fibra óptica tomando la luz de un centellador embutida en él.

- **Guías huecas**

Otro tipo de guía de luz es la formada con recintos cerrados huecos, generalmente en forma de pirámide (Fig. 1.17). Su interior suele estar pintado en mate para provocar reflexión difusa (lambertiana), de esta forma la luz reflejada se reparte por igual en todas direcciones, independientemente de la dirección de llegada del haz luminoso. Así se consigue que una parte proporcional de toda la luz emitida por la cara de un centellador llegue al PMT.

La reflexión difusa se caracteriza porque el rayo de luz incidente es reflejado en todas las direcciones, a diferencia de la reflexión especular que se refleja en una única dirección. Las superficies que reflejan la luz en forma difusa se denominan también superficies lambertianas, debido a que cumplen a ley de Lambert de reflexión difusa. Según ésta, la

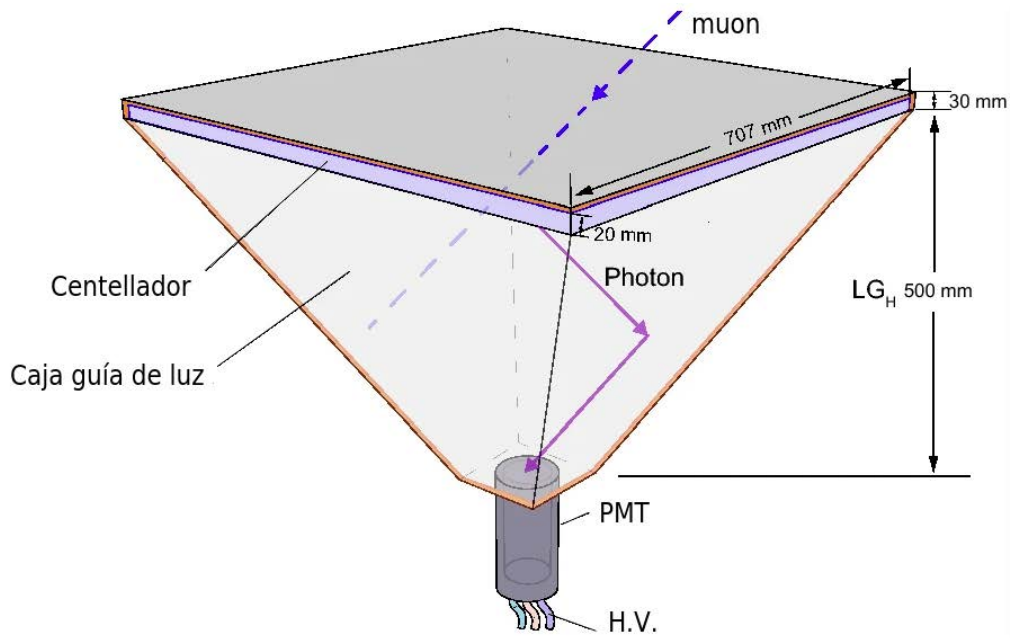


Figura 1.17: Guía de luz hueca en forma de pirámide (adaptada y extraída de Qian et al. 2021).

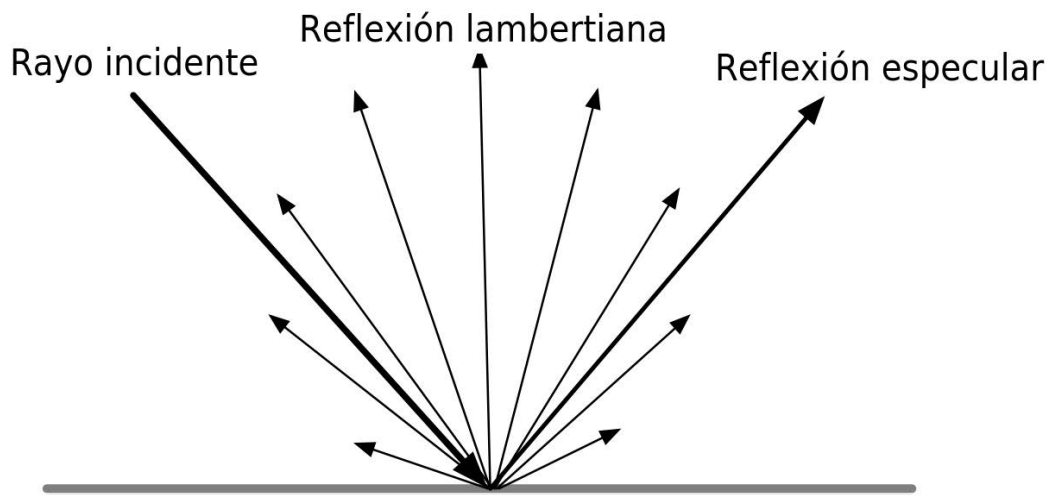


Figura 1.18: Representación de luz reflejada difusa (lambertiana) y especular.

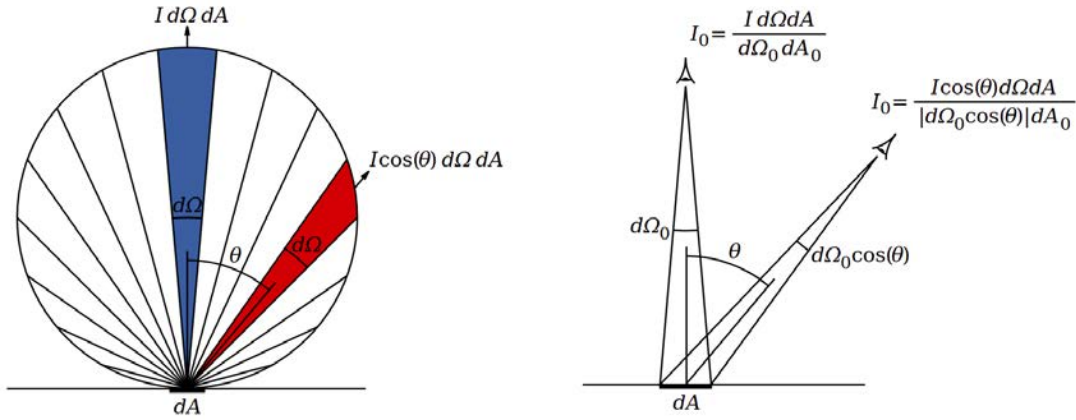


Figura 1.19: Esquema de la reflexión según la Ley de Lambert y croquis para cálculo de radiancia en cualquier ángulo de visión.

intensidad luminosa generada por una superficie reflectora o por un radiador de luz difusa ideal, es directamente proporcional al coseno del ángulo θ de emisión respecto a la normal a la superficie (Fig. 1.18).

Partiendo de la radiancia I (potencia luminosa en $Wsr^{-1}m^{-2}$) de un elemento diferencial de superficie (dA), según Lambert, la potencia emitida (o flujo de fotones) hacia un elemento diferencial de ángulo sólido ($d\Omega$) (Fig. 1.19), será:

$$dF = I \cos \theta d\Omega dA \quad (1.11)$$

Siendo dF el flujo luminoso en dirección θ .

Por otro lado, la intensidad luminosa percibida por un observador o un sensor, dependerá del ángulo sólido $d\Omega_0$ con el que el observador ve el elemento de superficie radiante dA . Al aumentar θ , el observador verá el elemento de área más pequeño, con un ángulo $d\Omega_0 \cos \theta$ (Fig. 1.19 derecha). Por tanto, la intensidad luminosa percibida será:

$$I_0 = \frac{dF}{d\Omega_0 dA \cos \theta} = \frac{I \cos \theta d\Omega dA}{d\Omega_0 dA \cos \theta} = \frac{I d\Omega dA}{d\Omega_0 dA} \quad (1.12)$$

Por lo tanto, la intensidad luminosa percibida es siempre la misma para cualquier ángulo θ . Es decir, una superficie de reflexión lambertiana tiene la misma radiancia desde cualquier ángulo en que se mida (Smith 1990).

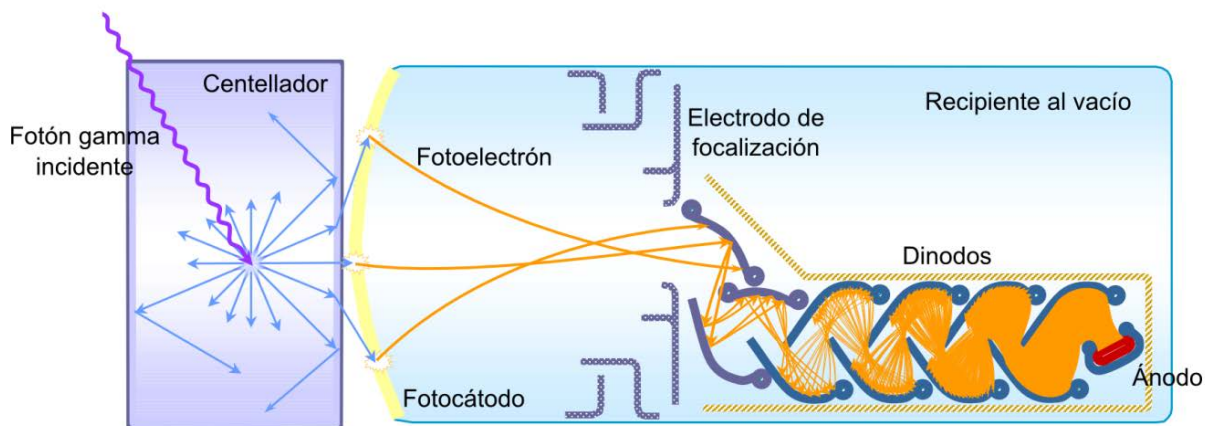


Figura 1.20: Representación de las partes de que consta un fotomultiplicador (PMT).

1.7 Fotomultiplicadores

Los fotomultiplicadores (PMTs) son uno de los elementos más importantes, pues en sus características se basa el desarrollo de esta tesis y la posibilidad de llevarla a la práctica con la implementación del sistema propuesto. Por ello en esta sección se examinarán con cierto detenimiento el principio de funcionamiento de estos dispositivos y sus características y parámetros básicos de funcionamiento considerados más importantes. Información más profusa y detallada puede encontrarse en Knoll 1999 y Hamamatsu 2007, principales publicaciones de las que se ha extraído gran parte de la información aquí plasmada.

1.7.1 Principio de funcionamiento

Un fotomultiplicador (PMT) es un tubo de vacío que consta de una ventana que permite el paso de la luz, un cátodo fotosensible, unos electrodos focalizadores, electrodos multiplicadores de electrones (dínodos) y un ánodo (Fig. 1.20).

Al incidir los fotones sobre el fotocátodo, éste genera electrones que son guiados por los focalizadores y atraídos por potencial positivo del primer dínodo (polarizado a unos 200 V respecto al cátodo). Si los electrones tienen energía cinética suficiente, al chocar con el dínodo provocan que se despidan electrones secundarios del material que, a su vez, son atraídos por el campo eléctrico del siguiente dínodo, el cual está polarizado a una tensión más elevada respecto al primero. Lo mismo ocurre entre este segundo dínodo y el tercero y así sucesivamente en

cascada con el resto. Entre cada dínodo y el siguiente hay una tensión creciente de polarización, provocando una amplificación en la corriente de electrones que aumenta exponencialmente en función del número de dínodos hasta llegar al ánodo.

Se denomina factor de multiplicación de un dínodo y se designa como δ , a la cantidad de electrones secundarios emitidos por cada electrón incidente. Se expresa como:

$$\delta = A \cdot E^\alpha \quad (1.13)$$

Donde A es una constante, E es el voltaje entre el dínodo correspondiente y el siguiente, y α es un factor que depende del material de fabricación y la estructura geométrica. α suele valer entre 0,7 y 0,8. El valor de δ suele ser $\delta \approx 4$, por lo que se necesitan ≈ 10 dínodos para obtener la ganancia típica de un PMT que suele estar en torno a 10^6 , como es el caso de los PMTs utilizados en este trabajo.

1.7.2 Cátodo

El cátodo convierte los fotones procedentes del exterior en electrones por efecto fotoeléctrico, por ello se le conoce también como fotocátodo y a los electrones generados se les denomina también fotoelectrones. Un material ampliamente utilizado para su fabricación es el bialkali, denominado así por estar compuestos químicamente por dos elementos alcalinos (Sb-Rb-Cs, Sb-K-Cs). Algunos parámetros relativos al fotocátodo son los siguientes:

Respuesta espectral (*spectral response*)

La eficiencia (también denominada sensibilidad del fotocátodo) en la conversión de fotones a electrones varía con la longitud de onda (λ) de la luz incidente. La relación entre la sensibilidad del fotocátodo y la longitud de onda de la luz incidente se denomina respuesta espectral. El corte en λ cortas viene determinado por el material de la ventana del fotomultiplicador y en λ largas por el propio fotocátodo. Hamamatsu define la respuesta espectral en sus catálogos como la banda comprendida entre las longitudes de onda para las que la sensibilidad cae a un 1 % de la sensibilidad máxima.

La respuesta espectral suele ir asociada al material del fotocátodo, por ello, cuando se conoce el material que lo compone ya no suele darse la característica de respuesta espectral, puesto que va implícita. Los fotocátodos están hechos con semiconductores compuestos por metales alcalinos (alkali). Los más comunes son Cs-I, Cs-Te, Sb-Cs, bialkali (Sb-Rb-Cs, Sb-K-Cs), multialkali (Sb-Na-K-Cs), entre otros. Para el uso con centelladores se emplean principalmente

PMTs con fotocátodo de bialkali, por ofrecer alta sensibilidad y bajo ruido.

Eficiencia cuántica (*quantum efficiency*)

La respuesta espectral suele darse en términos de eficiencia cuántica (QE) que se define como la relación entre el número de electrones emitidos por el fotocátodo (N_C) con respecto al número de fotones incidentes (N_F). Se suele expresar en porcentaje.

$$QE = \frac{N_C}{N_F} \cdot 100 (\%) \quad (1.14)$$

Sensibilidad radiante (*radiant sensitivity*)

La sensibilidad radiante (S) se define como el cociente entre la corriente emitida por el fotocátodo (I_C) y la potencia radiante incidente (P_F), midiéndose en A/W. Es decir,

$$S = \frac{I_C}{P_F} (A/W) \quad (1.15)$$

Teniendo en cuenta que:

La carga $Q = It$ siendo I la intensidad y t el tiempo.

La carga $Q = N_e q_e$, siendo N_e el número de electrones y q_e la carga del electrón.

La energía radiante incidente es $E_F = N_F E_F$, siendo N_F el número de fotones y E_F la energía del fotón.

La potencia es $P = E/t$, siendo E energía y t el tiempo.

La energía de un fotón es $E_F = h\nu$, siendo E_F la energía del fotón, h la constante de Planck y ν la frecuencia.

La frecuencia es $\nu = c/\lambda$, siendo c la velocidad de la luz y λ la longitud de onda.

La carga del electrón es $q_e = 1,602176634 \cdot 10^{-19} C$

La constante de Planck es $h = 6,626 \cdot 10^{-34} J \cdot s$

La sensibilidad radiante será:

$$S = \frac{I_C}{P_F} = \frac{Q_C t}{E_F} = \frac{N_e q_e}{N_F E_F} = QE \frac{q_e \lambda}{h c} = QE \frac{1,602176634 \cdot 10^{-19}}{6,626 \cdot 10^{-34} \cdot 3 \cdot 10^8} \lambda = \frac{QE \cdot \lambda}{1,24 \cdot 10^{-6}} \quad (1.16)$$

Y, por tanto, la relación entre QE y S es la siguiente:

$$QE = \frac{S \cdot 1240}{\lambda} (\%) \quad (1.17)$$

Donde λ es la longitud de onda de la luz en nm (Hamamatsu 2017).

Sensibilidad luminosa (*luminous sensitivity*)

Para PMTs que funcionan en el espectro visible se utiliza también el término sensibilidad luminosa, tanto para cátodo como para el ánodo. Indica la relación entre la corriente que circula por el cátodo (o el ánodo, en su caso) y el flujo luminoso incidente. Se mide en $\mu A/lumen$ para el cátodo y en $A/lumen$ para el ánodo.

1.7.3 Ganancia

Este parámetro es muy importante y se define como la relación entre la intensidad de salida del ánodo con respecto a la generada por el fotocátodo. De forma ideal sería δn , siendo n el número de dínodos y δ la media del factor de multiplicación de los dínodos. Para un PMT de n dínodos, al que se le aplica una tensión V entre ánodo y cátodo, con tensiones iguales entre dínodos y utilizando la expresión 1.13, la ganancia G vale:

$$G = \delta^n = (A \cdot E^\alpha)^n = \left\{ A \cdot \left(\frac{V}{n+1} \right)^\alpha \right\}^n = \frac{A^n}{(n+1)^{\alpha n}} V^{\alpha n} = K V^{\alpha n} \quad (1.18)$$

Donde K es una constante.

En la Fig. 1.21 se muestra la relación entre la sensibilidad luminosa del ánodo y la ganancia respecto a la alta tensión HV de alimentación. Dado que, generalmente, los PMTs suelen tener entre 8 y 12 dínodos y α suele valer entre 0,7 y 0,8, las variaciones en la ganancia pueden verse afectadas en potencias de entre 6 y 10 y, por tanto, las variaciones en la tensión de alimentación pueden verse reflejadas en la salida en esas proporciones. Por ello la fuente de alimentación de alta tensión debe ser muy estable y con poco rizado. Las fuentes de alimentación de HV utilizadas en el prototipo desarrollado a partir de esta tesis, son estabilizadas y específicamente diseñadas para alimentar fotormultiplicadores.

1.7.4 Linealidad

Se define como la relación entre la intensidad de salida del ánodo y el número de fotones que inciden en el fotocátodo. La linealidad se suele dar en porcentaje de desviación respecto a una recta y, sobre todo, para altas intensidades que es donde más se suele apreciar esa desviación. En esta característica influye apreciablemente la red de polarización del PMT, como se verá en el apartado 1.7.10.

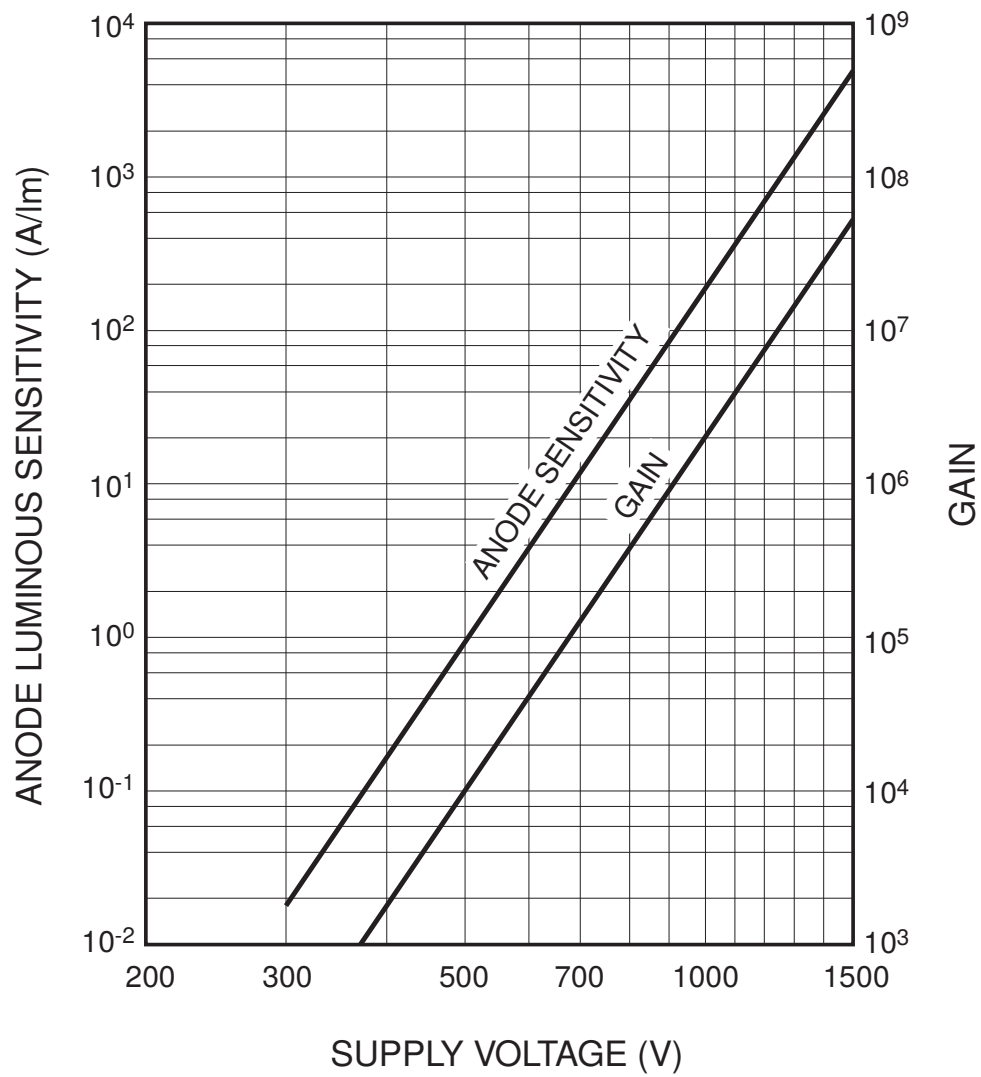


Figura 1.21: Sensibilidad luminosa del ánodo y ganancia, típicas de un PMT, en función de la HV de alimentación. Figura tomada de Hamamatsu 2007.

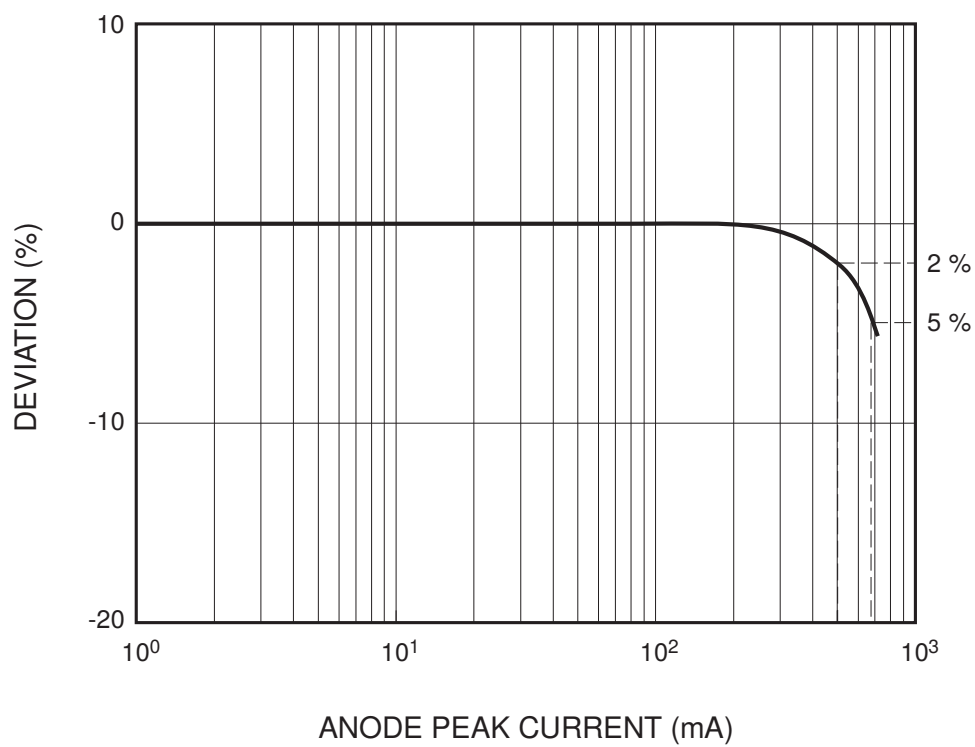


Figura 1.22: Ejemplo de la característica de linealidad de pulso de un PMT. Figura tomada de Hamamatsu 2017.

Como puede observarse en la Fig. 1.22 la linealidad se pierde a partir de intensidades de pico altas ($> 250 \text{ mA}$). Afortunadamente, los pulsos de más alto nivel que se procesan en el sistema que esta tesis propone suelen estar como máximo en un 50 % del nivel mas alto posible sin distorsión. Además, los pulsos de alto nivel recogidos por el centellador no corresponden a muones y son desechados mediante la discriminación de alto nivel de pulso, como se verá en el capítulo 5; por lo que para los pulsos tratados se conservará la linealidad.

1.7.5 Ruido

En un fotomultiplicador se dan varios fenómenos que son causantes de lo que se denomina ruido. Dentro del concepto de ruido podemos englobar todas aquellas señales que se mezclan con la señal de interés, normalmente generadas por fuentes distintas y que producen efectos de degradación, distorsión, enmascaramiento o anulación de la señal de interés. En definitiva, señales indeseables que deben evitarse. Afortunadamente, muchas de ellas son de bajo nivel o están en frecuencias alejadas de la de la señal principal, lo que permite filtrarlas y eliminarlas en gran medida.

A continuación se enumeran las principales causas de ruido en fotomultiplicadores:

1. **Emisión termoiónica de electrones.** Es debido a que el material usado para fabricar el fotocátodo y dínodos suele liberar electrones al vacío con poca energía, incluso a temperatura ambiente. Por tanto la temperatura de funcionamiento y el tamaño deben tenerse en cuenta en aplicaciones en las que se requieran señales con bajo nivel de ruido. En algunos casos habrá que enfriar el dispositivo artificialmente. El fotocátodo es el elemento más influyente, puesto que los electrones de ruido emitidos son enormemente amplificados (ganancia muy elevada), llegando a generar pulsos sin necesidad de luz.
2. **Centelleo del cristal.** El propio cristal de la envoltura puede producir algún centelleo al desviarse algunos electrones de su trayectoria y chocar contra él, produciendo fotones que se convierten en ruido. Esto es más acusado cuando hay un blindaje conectado a masa y la alimentación es negativa (masa a positivo de la HV).
3. **Corrientes de fuga.** Corrientes que se dan entre pines del PMT o pistas de la placa de circuito impreso PCB cuando tienen suciedad o humedad.
4. **Ruido externo.** Normalmente se produce por inducción electromagnética. Se evita blindando el PMT. A veces, también, por vibraciones que se transmiten al montaje mecánico de los electrodos.

5. **Ringing.** Se produce por una mala adaptación de impedancias, la cual genera una reflexión en la señal eléctrica que puede dar lugar a que un mismo pulso se cuente varias veces. Debe haber una buena adaptación de impedancias o una corta distancia hasta el preamplificador para evitarlo.

MITO incorpora un discriminador de bajo nivel de pulso para eliminar toda señal que se halle por debajo de un determinado umbral ajustable. Los pulsos de ruido generados que la superen son pocos y, por el carácter estocástico intrínseco del ruido, son eliminados mediante la detección por coincidencia (capítulo 3).

1.7.6 Estabilidad

Según aumenta el tiempo de funcionamiento, el PMT sufre una desviación en sus características de corriente de salida debido principalmente al desgaste de los últimos dínodos por el continuo bombardeo de electrones. Este envejecimiento se reduce disminuyendo la intensidad de salida de trabajo. En la Fig. 1.23 se muestra el gráfico típico de variación de la sensibilidad de un PMT en función de las horas de funcionamiento. Como puede verse, a las 10.000 horas la deriva comienza a ser considerable, lo que se traduce en que, en funcionamiento continuo, todos los años deben revisarse los ajustes de ganancia de la cadena de amplificación, para corregir las variaciones si las hubiere.

1.7.7 Temperatura

También los PMTs están sujetos a cambio en sus características con las variaciones de temperatura. Para cada modelo el fabricante da la variación de su sensibilidad en porcentaje por cada grado de subida o bajada de temperatura. En la Fig. 1.24 se ilustra esta característica para los PMTs s empleados en esta tesis. En nuestro caso la longitud de onda del destello del centellador utilizado está en unos 430 nm, por lo que hay un $-0,2\%$ de variación por grado centígrado. Al ser negativa, el PMT tendrá mayor sensibilidad a temperaturas más bajas.

1.7.8 Campo magnético

Los PMTs son muy sensibles a los campos magnéticos, incluso al campo magnético terrestre ($\approx 0,04mT$) como puede verse en la Fig. 1.25. Éstos desvían los electrones causando pérdidas de ganancia. La magnitud de las pérdidas depende del diámetro del PMT y de la orientación

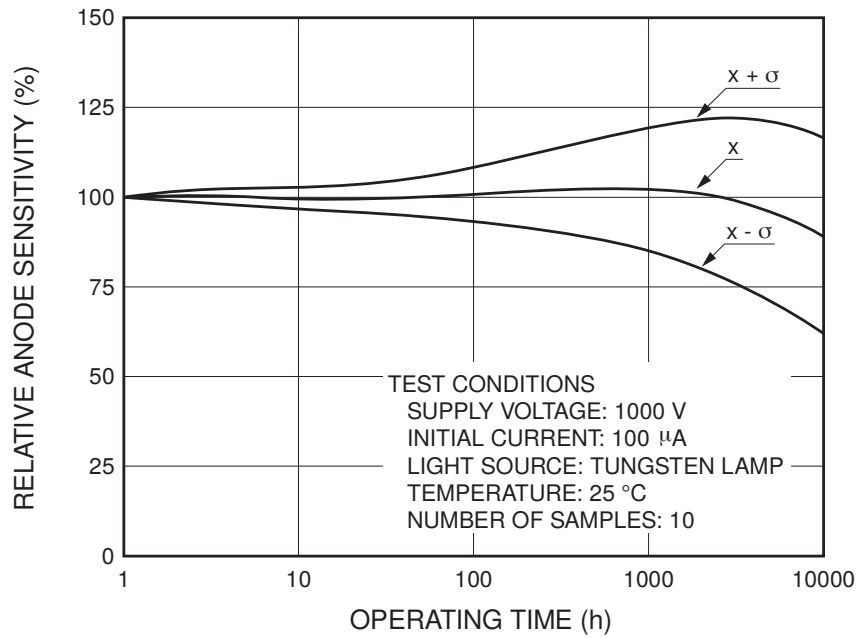


Figura 1.23: Variación típica de la sensibilidad a lo largo de la vida de un PMT. Figura tomada de Hamamatsu 2017.

HAMAMATSU R2154-02 PHOTOMULTIPLIER TUBE

Temperature Coefficient of Anode sensitivity (Dispersion)
 [Conditions] Supply Voltage : -1250 V
 Monochromator : JOBIN-YVON (H-20)
 Temperature Range : -30 $^{\circ}$ C to +50 $^{\circ}$ C
 Sample : 4 pcs

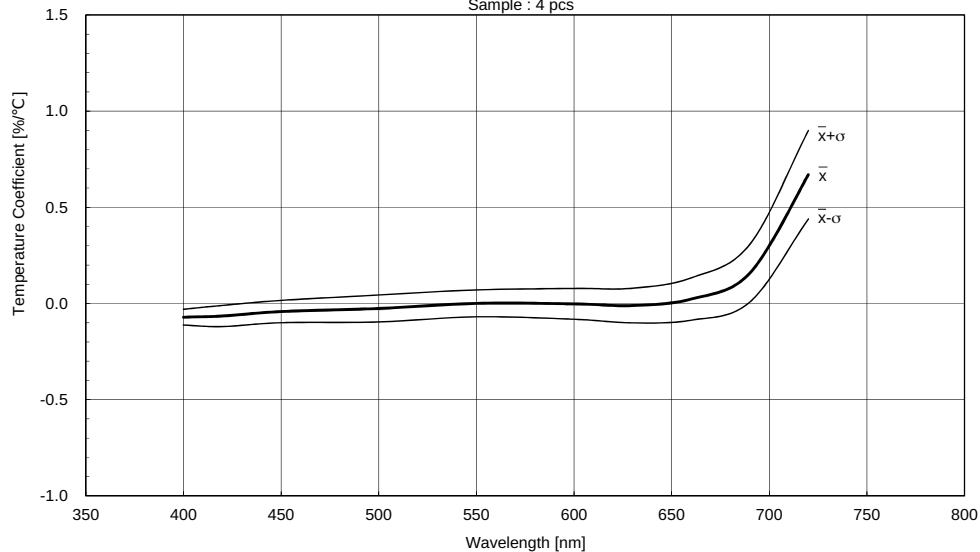


Figura 1.24: Variación de la sensibilidad en porcentaje por grado de temperatura del fotomultiplicador empleado en este telescopio. Figura suministrada por Hamamatsu a petición con la compra de los PMTs.

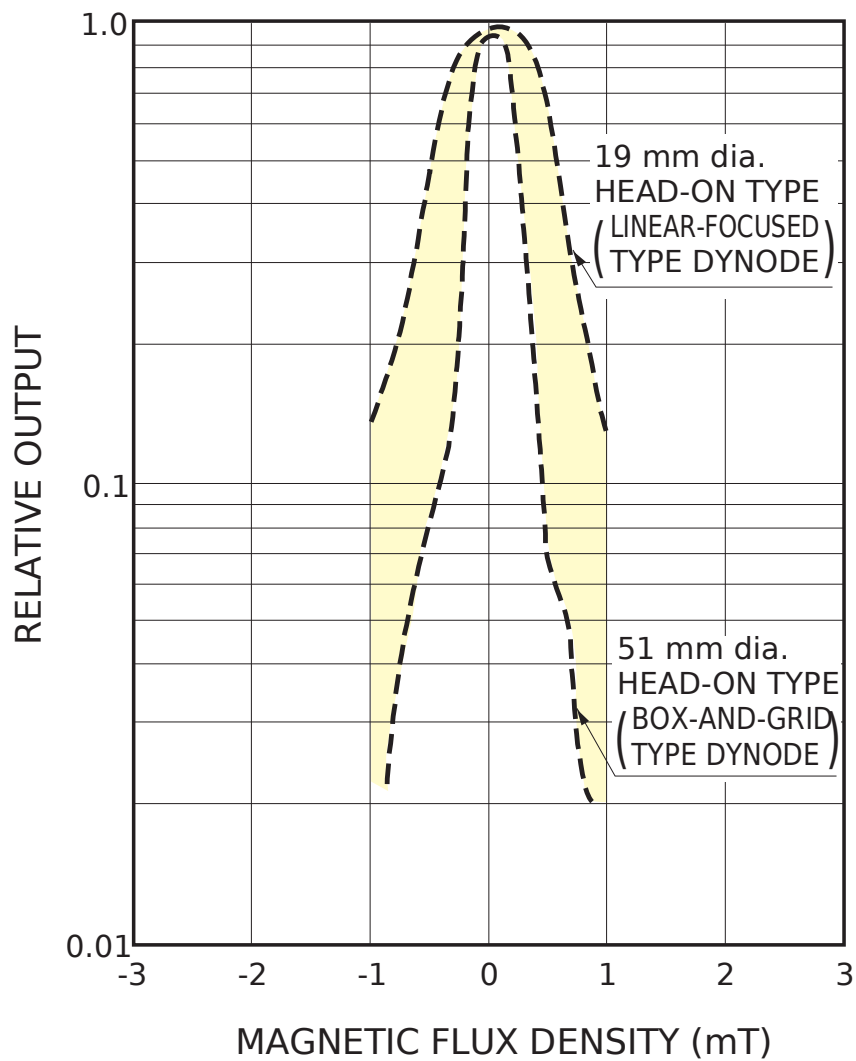


Figura 1.25: Efectos típicos de campos magnéticos para PMTs de 19 y 51 mm de diámetro. Figura extraída de Hamamatsu [2017](#).

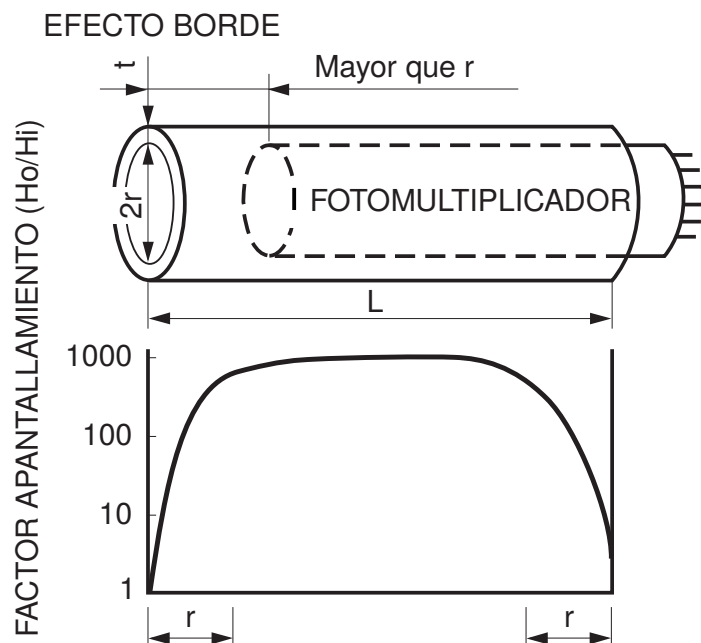


Figura 1.26: Efecto del apantallado o blindaje magnético de un PMT. Figura adaptada de Hamamatsu 2017.

del campo magnético. Por ello es conveniente que no operen cerca de elementos que puedan generar campos magnéticos, como motores o útiles magnetizados.

En caso necesario, pueden blindarse magnéticamente con materiales de alto coeficiente de permeabilidad magnética, como el Permalloy®. En la Fig. 1.26 se ilustra cómo el efecto del blindaje magnético se debilita al aproximarse a los bordes, por ello el blindaje debe hacerse cubriendo todo el PMT y se sugiere que el cilindro de apantallado rebase en los extremos del PMT, al menos, la medida de su radio. En los PMTs de MITO no se ha estimado necesario, de momento, el blindaje magnético, pues el primer prototipo se ha destinado a ocupar un lugar estático y en los alrededores de la ubicación de los mismos no se han identificado campos magnéticos susceptibles de interferir.

1.7.9 Impedancia de salida.

Debido a la construcción y funcionamiento de los PMTs como válvulas de vacío que son, la resistencia óhmica estática en corriente continua (DC) que se refleja a la salida del ánodo es prácticamente infinita, pues en el encapsulado donde se alojan el ánodo y el resto de electrodos se hace el vacío. De forma dinámica, en corriente alterna (AC) hay que tener en cuenta la red

de polarización que está en paralelo además de las corrientes que puedan darse en inductancias y capacitancias parásitas. Aún teniendo en cuenta estos factores, se siguen manteniendo altas impedancias de salida, por lo que un PMT puede asemejarse a una fuente de corriente. Por ello, el circuito posterior preamplificador suele ser un amplificador de transimpedancia o de corriente-tensión con amplificadores operacionales.

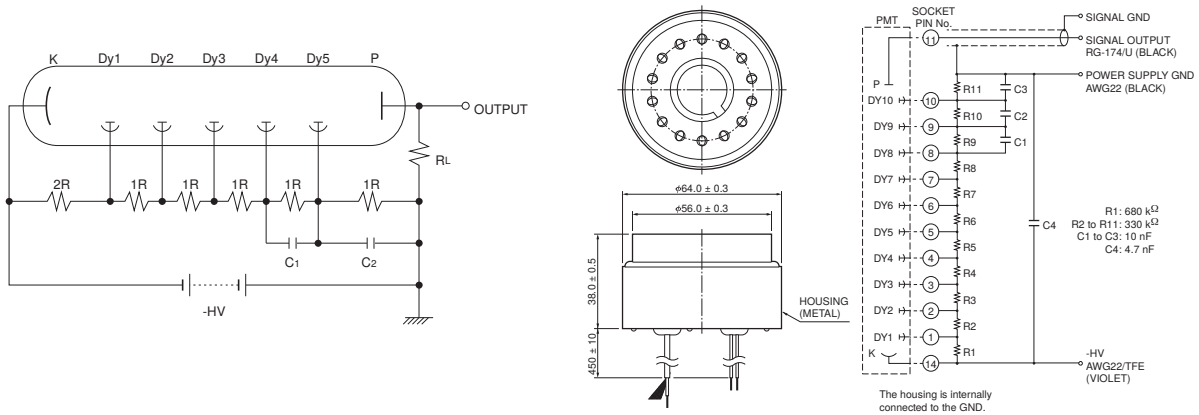
Conviene ponerlo lo más cerca posible de la salida del PMT, incluso utilizar un zócalo que incorpore el preamplificador. En caso de no ser eso posible, debe equilibrarse la impedancia de salida del PMT con la impedancia de entrada del preamplificador mediante resistencias de la misma impedancia característica que el cable coaxial utilizado, para que en el conjunto haya la máxima transferencia de energía entre elementos, con las mínimas pérdidas y reflexiones de la señal.

1.7.10 Polarización

Para conseguir los voltajes adecuados en cada electrodo del PMT se conecta una red de polarización, normalmente resistiva, a un voltaje total que suele estar por encima de los 1000 V y que depende de las características de cada modelo. En la Fig. 1.27 se muestra esquemáticamente la red de polarización típica de los fotomultiplicadores con tan sólo 5 dínodos, aunque en la práctica suelen tener entre 8 y 12. Utilizando PMTs del fabricante Hamamatsu, entre el primer dínodo y el cátodo, se suele aplicar el doble de voltaje que entre el resto de dínodos en la mayor parte de las aplicaciones, como puede verse en el esquema real del PMT R2154-02 de Hamamatsu utilizado en MITO (Hamamatsu 2010, Hamamatsu 2017). Esas proporciones cambian cuando se pretende conseguir alta linealidad de pulso, aumentando la relación entre tensiones en los últimos dínodos y ánodo (Fig. 1.27).

La polarización puede ser positiva o negativa respecto a masa (Fig. 1.28). La ventaja de la polarización positiva es que el negativo de la fuente, el cátodo y el blindaje se conectan a masa, mejorando las características de ruido. La desventaja es que hay que poner un condensador de desacoplo en el ánodo, a la salida de señal. Este condensador, en serie con la resistencia de carga puede cargarse ligeramente con una tensión que se sumará a la del pulso, provocando lecturas erróneas de nivel de pulso si esta fuera la aplicación. Además, el condensador y la resistencia de carga conforman un filtro paso alto que impide el paso de corriente continua (DC) y bajas frecuencias. Esta configuración suele usarse en conteo de pulsos donde no es necesario precisar el alto de pulso.

Cuando se conecta el ánodo a masa, caso de polarización negativa, la salida de corriente puede llevarse directamente al paso amplificador posterior, por ejemplo un amplificador de



VOLTAGE DISTRIBUTION RATIO "A"

Electrodes	K	Dy1	Dy2	Dy3	Dy4	Dy5	Dy6	Dy7	Dy8	Dy9	Dy10	P
Ratio	2	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Supply Voltage: 1250 V, K: Cathode, Dy: Dynode, P: Anode

SPECIAL VOLTAGE DISTRIBUTION RATIO "B" FOR HIGH PULSE LINEARITY

Electrodes	K	Dy1	Dy2	Dy3	Dy4	Dy5	Dy6	Dy7	Dy8	Dy9	Dy10	P
Ratio	2	1	1	1	1	1	1.2	1.5	2.2	3.6	3	
Capacitors ($\propto F$)	—	—	—	—	—	—	0.01	0.01	0.01	0.01	0.02	

Supply Voltage: 1500 V, K: Cathode, Dy: Dynode, P: Anode

Figura 1.27: En la parte superior izquierda, polarización típica de un PMT de 5 dínodos, con la misma tensión entre cada dínodo y el siguiente y el doble de tensión entre el primer dínodo y el cátodo. En las tablas inferiores las relaciones de tensión entre dínodos y cátodo típicas para un PMT de 10 dínodos, estándar y para alta linealidad de pulso. En la parte superior derecha, el esquema real del PMT R2154-02 incluido en el zócalo y empleado en MITO. Figuras tomadas de Hamamatsu 2007 y Hamamatsu 2017

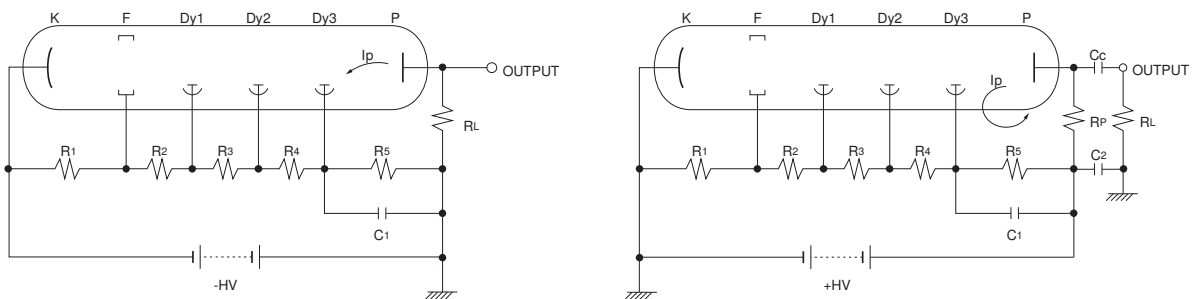


Figura 1.28: Circuito divisor de polarización con cátodo a masa (izquierda) y con ánodo a masa (derecha). Gráficos tomados de Hamamatsu 2007.

transimpedancia (amplificador de corriente a voltaje) con un amplificador operacional. Esto permite amplificar a bajas frecuencias, incluso en corriente continua. Sin embargo, si el chasis o blindaje que rodea el PMT se conecta a masa para apantallar y evitar ruidos por inducción electromagnética, aparece una gran diferencia de potencial entre el fotocátodo (y primeros dínodos) y el blindaje que puede atraer electrones contra las caras interiores del cristal generando ruido. Incluso pueden provocarse corrientes entre el fotocátodo y el blindaje a través de la bajísima conductividad que pudiera tener el cristal, pudiendo provocar daños en el propio fotocátodo por electrolisis. Por ello, con esta configuración tanto el vidrio como los materiales que pueda haber entre éste y el blindaje, deben ser altamente aislantes. Todo esto se resuelve envolviendo el PMT con una lámina metálica o pintura conductora y conectándola al cátodo. Como tiene alta tensión negativa, debe aislarse muy bien del chasis o la segunda cobertura, la cual deberá estar conectada a masa para apantallar frente a ruidos.

Linealidad

El concepto de linealidad del PMT (sección 1.7.4) es fundamental en esta tesis, pues en él se basa la idea de medir niveles de altura de pulso. Según Knoll 1999, el factor de multiplicación en la mayor parte de PMTs permanece constante para pulsos generados en rangos entre 1 y muchos miles de fotones. En estas condiciones, el número de electrones recolectados guarda una proporción directa con el número de fotones recogidos por el fotocátodo y, en consecuencia, con la intensidad del destello recogida por el fotomultiplicador. Es decir, los PMTs suelen ser muy lineales para pulsos de poca altura.

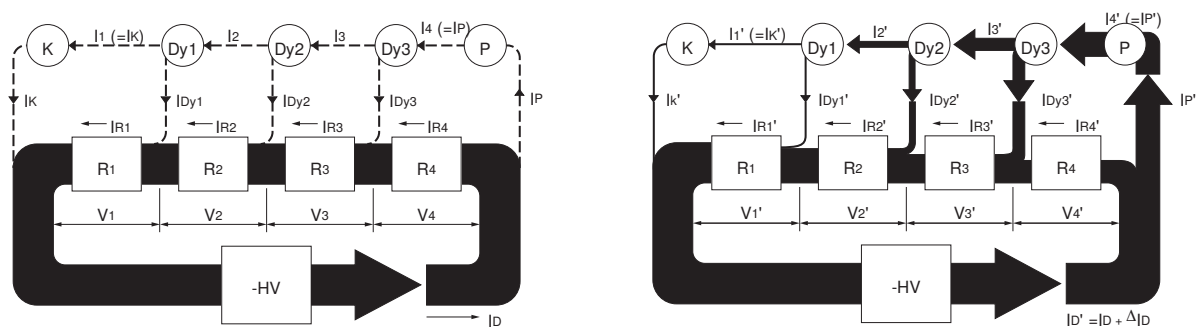


Figura 1.29: Esquemático de reparto de intensidades entre dínodos y circuito de polarización resistivo cuando no hay luz en la entrada del PMT (izquierda) y cuando entra luz (derecha). Figuras tomadas de Hamamatsu 2007.

La linealidad empieza a deteriorarse con pulsos de gran amplitud, debido a la alta corriente de electrones que se genera en los últimos dínodos y que, si no se ha previsto, la red de

polarización puede no ser capaz de suministrar. En la Fig. 1.29 se esquematiza el reparto de intensidades por la red de polarización y el circuito de dínodos del PMT. Cuando circula mucha intensidad por los dínodos disminuye por las resistencias de polarización conectadas a los mismos, disminuyendo el voltaje y por tanto degradando la linealidad.

Las soluciones más empleadas en la red de polarización para obtener una excelente linealidad son (Hamamatsu 2007):

1. Incrementar la corriente de la red resistiva mediante resistencias de menor valor. Esto no puede hacerse en exceso, pues aumenta el calor disipado y potencia consumida de la fuente, y ese calor incrementa también el ruido generado por el PMT.
2. Añadir condensadores en paralelo con la red de resistencias en los últimos dínodos (Fig. 1.30 A). La carga del condensador aporta la sobrecorriente demandada por los dínodos en lo más alto de los pulsos. Esta es la solución más ampliamente utilizada y la adoptada en MITO, puesto que la red de polarización está incluida de fábrica en el zócalo de conexión del PMT.
3. Polarizar con transistores los últimos dínodos (Fig. 1.30 B). La corriente necesaria será suministrada por cada transistor sin afectar al voltaje. Esto aumenta la linealidad en corrientes de hasta el 70 % del total de la corriente de la red de polarización.
4. Colocar diodos *zener* en lugar de resistencias (Fig. 1.30 C), pues mantienen constante el voltaje cuando la corriente que pasa por la red de polarización tiene que derivarse hacia los dínodos.
5. Utilizando varias fuentes independientes de alta tensión (Fig. 1.30 D).

1.8 Estándares en la instrumentación de laboratorio

En esta sección se hace una breve revisión de los tres principales estándares de instrumentación nuclear para toma de datos en laboratorio. La finalidad es, por un lado, familiarizar al lector con el tipo de instrumentación utilizada en laboratorio en los primeros experimentos realizados y, por otro, justificar el desarrollo de circuitería electrónica específica para el desarrollo del telescopio motivo de esta tesis, como se verá más adelante.

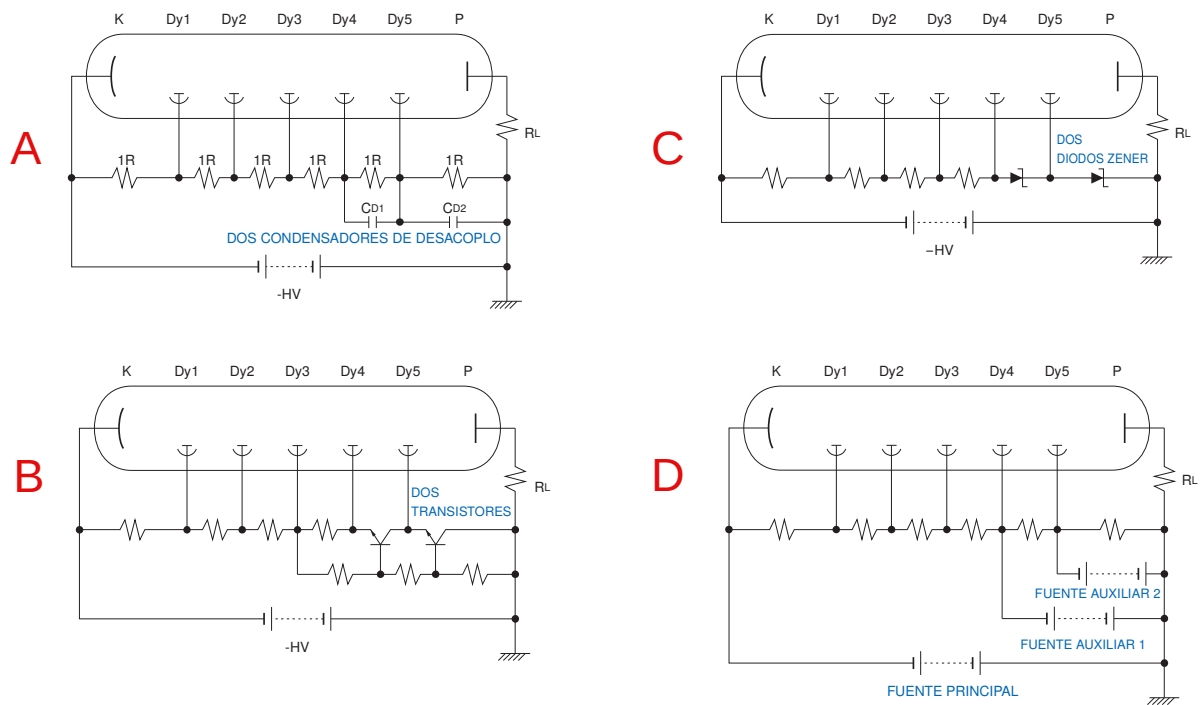


Figura 1.30: Configuraciones de la red de polarización para mejorar la linealidad en pulsos de gran altura. A: Condensadores de desacoplo. B: Mediante transistores fuente de corriente. C: Estabilización de tensión en dínodos mediante diodos zener. D: Mediante fuentes de alimentación de HV adicionales. Figuras tomadas de Hamamatsu 2007.

1.8.1 Estándar NIM

El estándar NIM define las especificaciones mecánicas y eléctricas que deben tener los módulos utilizados en experimentos de física nuclear y de partículas. Su finalidad es ofrecer al científico una forma sencilla y de gran flexibilidad en el intercambio de instrumentos y módulos para configurar la cadena de elementos más adecuada a sus necesidades. Fue definido entre 1968 y 1969 por la “U.S. Atomic Energy Commission” y revisado en 1990 dando lugar al estándar DOE/ER-0457T (OHER 1964).

Algunos de los módulos básicos empleados en cadenas NIM son:

- Preamplificador.
- Amplificador Espectroscópico.
- Alargador Lineal de Pulsos.
- Analizador Monocanal.

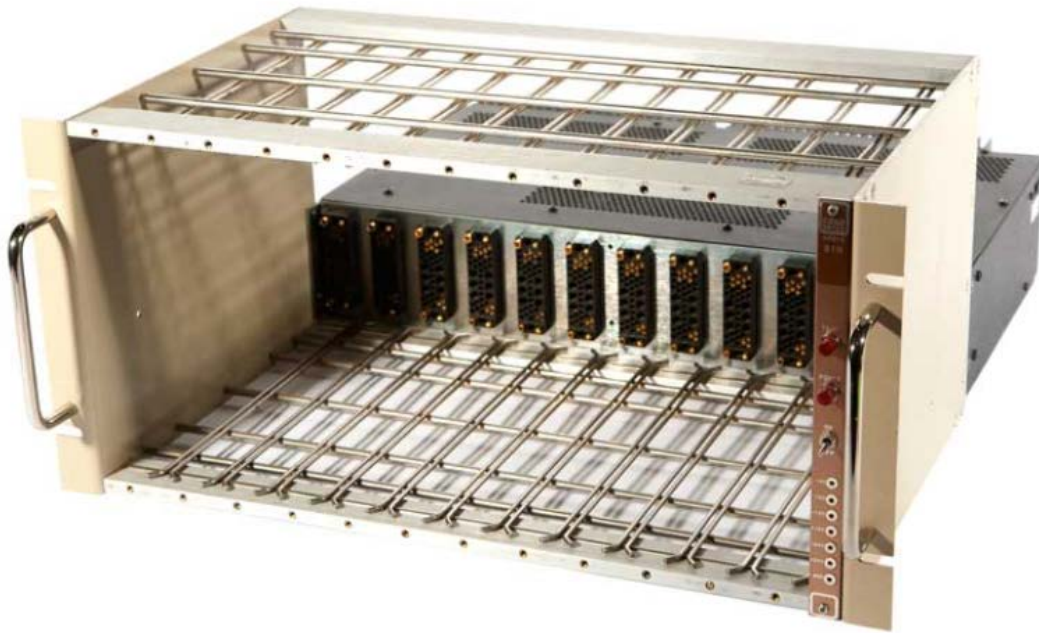


Figura 1.31: Rack de 19 pulgadas con cabida para 12 módulos NIM de una anchura (34 mm). Al fondo se observan los zócalos de conexión y la caja posterior con la fuente de alimentación.

- Analizador Multicanal.
- Detector de Coincidencia.
- Conversor Analógico Digital.
- Convertidor de Tiempo en Amplitud.
- Contador/Temporizador.

Los módulos deben tener una altura de 222 mm y una profundidad de 246 mm. El ancho va en múltiplos naturales de 34 mm (unidades de anchura) y van alojados en racks de distintos anchos. En un rack típico de 19" se alojan 12 módulos (Fig. 1.31 y Fig. 1.32). Llevan un zócalo de conexión posterior con hasta 41 terminales por los que reciben la alimentación ($\pm 12V$, $\pm 24V$, $\pm 6V$) además de la posibilidad de comunicación de ciertas señales por pares diferenciales. Se emplea lógica TTL (Lógica Transistor-Transistor) con nivel bajo activo. La estabilidad en tensión que asegura, a largo plazo, es del 1 %. Este valor se emplea para el cálculo de errores en el hardware de adaptación.



Figura 1.32: Montaje de módulos NIM para toma de datos en un telescopio de muones en las instalaciones del Monitor de Neutrones de Castilla la Mancha (CaLMa). Arriba, a la derecha, en naranja, puede observarse la caja del sistema de adquisición de datos para cadenas NIM desarrollado por el autor.

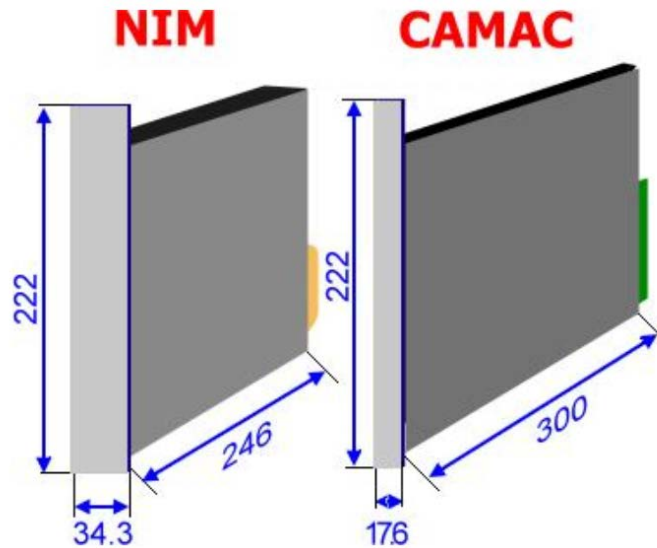


Figura 1.33: Dimensiones de módulos NIM y CAMAC en mm.

Debido a la antigüedad de la norma, NIM no contempla la comunicación directa con un ordenador para el registro y tratamiento de datos. Algunos fabricantes ofrecen esta posibilidad con dispositivos diseñados expresamente a precios elevados. Sin embargo los módulos NIM se siguen utilizando en muchos laboratorios, porque su procesado analógico de señales es de buena calidad.

Al ser el estándar NIM el más antiguo y simple también tiene el inconveniente de no contar con un bus de comunicaciones entre módulos. Esto se resolvió con la aparición del estándar CAMAC (Medida y Control Asistidos por Ordenador) en primer lugar y VME (VESA Module Eurocard) posteriormente.

1.8.2 Estándar CAMAC

Computer Aided Measure And Control (CAMAC) es otro sistema estándar, especificado en la norma IEEE-583 con señales eléctricas y mecanizados distintos a los de NIM y que incluye la comunicación digital entre módulos y un módulo procesador u ordenador.

Los módulos no son compatibles con los NIM por tener distinto conexionado y distintas dimensiones en ancho y profundidad (Fig. 1.33). Por ello, los módulos de adquisición, registro y comunicación de CAMAC no sirven para sustituir ni mezclar en el mismo rack con los NIM.

Los módulos CAMAC tienen un conector posterior de 86 terminales y utilizan lógica TTL de 5 V, con buses de datos de 24 bits. En un rack de 19" caben 25 módulos, de los cuales uno



Figura 1.34: Rack con módulos CAMAC.

es el que lleva el procesador de control del bus (Fig. 1.34);

En CAMAC, la configuración de los módulos se hace desde el módulo procesador y admite opcionalmente la conexión de un ordenador con un software específico para el control de la cadena y la adquisición de datos.

1.8.3 Estándar VME

Finalmente, VME es un bus que se desarrolló en 1981 para interconectar múltiples tarjetas con procesadores de la familia 68000 de Motorola. En Motorola se le denominó “Versa Bus”. Se añadieron características mecánicas del estándar europeo Eurocard en su última fase de estandarización, dando lugar al nombre de Versa Module Eurocard (VME). En la Fig. 1.35 se ilustra un rack VME.

Está concebido para sistemas multiproceso de buses de direcciones y datos de hasta 32 bits. Fue estandarizado por la International Electrotechnical Commission (IEC) como ANSI/IEEE 1014-1987. Tiene un diseño de doble conector que identifica las capacidades de la tarjeta, de tal forma que con el conector P1, utilizado en las tarjetas de altura simple, se provee toda la funcionalidad del bus VME con direccionamiento de 32 bits y transporte de 16. Con el conector



Figura 1.35: Rack para módulos VME.

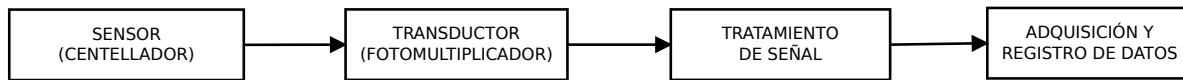


Figura 1.36: Diagrama en bloques genérico de un telescopio de muones.



Figura 1.37: A la izquierda fotodiodos de silicio y a la derecha fotomultiplicadores. El tamaño medio de los fotodiodos es del orden de 10 veces inferior al de los PMTs (distinta escala en la imagen). Fotos tomadas de Hamamatsu (Hamamatsu 2022).

secundario P2, utilizado comúnmente con las tarjetas de doble altura, los dos buses de datos y direcciones son de 32 bits.

Admite una velocidad de datos de 40 MB/s en su versión original. Posteriores versiones soportan mayor tráfico de datos, como VME64 que con bus de 64 bits admite 80 MB/s, VME64x que admite 160 MB/s o VME320 que admite 320 MB/s.

Aunque se emplea en laboratorios para proceso de datos científicos, está más profusamente utilizado en el sector espacial y aeronáutico.

1.9 Telescopios de muones

Se describen a continuación los bloques funcionales de que consta un telescopio de muones de forma muy general. En los capítulos 3 y 5 se explican con más profundidad particularizados para MITO.

- **Sensor de partículas cargadas.** Genera impulsos luminosos o eléctricos al paso de cargas eléctricas. Los tipos más usuales son los siguientes:
 - *Centelladores.* Son los más ampliamente utilizados para telescopios de muones, ya que pueden fabricarse en superficies grandes y detectar flujos de muones representativos.

- *Fibras ópticas de centelleo*. La propia fibra está dopada con material centellador y transporta los fotones generados en el centelleo directamente hasta la ventana del fotomultiplicador.
 - *Contadores Geiger-Muller*. Generan directamente impulsos eléctricos, por lo que realizan la función de sensor y transductor a la vez. Los pulsos generados son todos iguales independientemente del tipo y nivel de radiación que lo excite. Tienen un factor de amplificación elevado (del orden de 10^{10}) debido al mecanismo de generación de corriente por ionización y avalancha. Eso los hace idóneos para equipos portátiles pues necesitan poca electrónica de tratamiento de la señal y son pequeños y baratos.
 - *Tubos contadores (o detectores) proporcionales*. Son también tubos con gas que se ioniza al paso de partículas cargadas y por efecto avalancha genera una corriente de electrones en el ánodo, haciendo de sensor y transductor a la vez, como ocurre con los contadores *Geiger-Muller*. Con factores de amplificación del orden de 10^5 , a diferencia de los tubos *Geiger-Muller*, éstos sí que generan corrientes proporcionales a la energía depositada por la carga a su paso por el gas.
- **Transductor de pulsos luminosos en eléctricos**. Se encarga de convertir la energía fotónica en señales eléctricas. Existen en el mercado diversos tipos de transductores de luz, los cuales podemos dividir en dos grandes grupos en función del tipo de tecnología empleada: los basados en válvulas de vacío y los basados en semiconductores (Fig. 1.37). Los primeros, son los fotomultiplicadores, que se caracterizan por tener una elevadísima ganancia, bajo nivel de ruido y alta sensibilidad, lo que les hace ser los más utilizados en telescopios de muones. Los basados en semiconductores ofrecen ventajas en cuanto a tamaño, robustez y polarización, pero tienen menor sensibilidad y mayor figura de ruido.
 - **Conjunto electrónico de tratamiento de la señal generada por el PMT**. Este módulo es el encargado de tomar los pulsos de salida del PMT y realizar la amplificación necesaria, discriminación de bajo y alto nivel, detección de coincidencias y detección de altura de pulso, en su caso. Estos circuitos pueden utilizar distintas tecnologías electrónicas o sistemas de tratamiento de la señal tanto analógico como digital. Asimismo, la circuitería puede diseñarse e implementarse ad-hoc o utilizar instrumentación modular genérica de laboratorio tipo NIM, CAMAC o VME, comentadas en la sección 1.8 anterior.
 - **Sistema de adquisición y registro de datos**. Encargado de contar los pulsos para la obtención de flujo y de la adquisición de los datos de altura de pulso, los cuales son procesa-

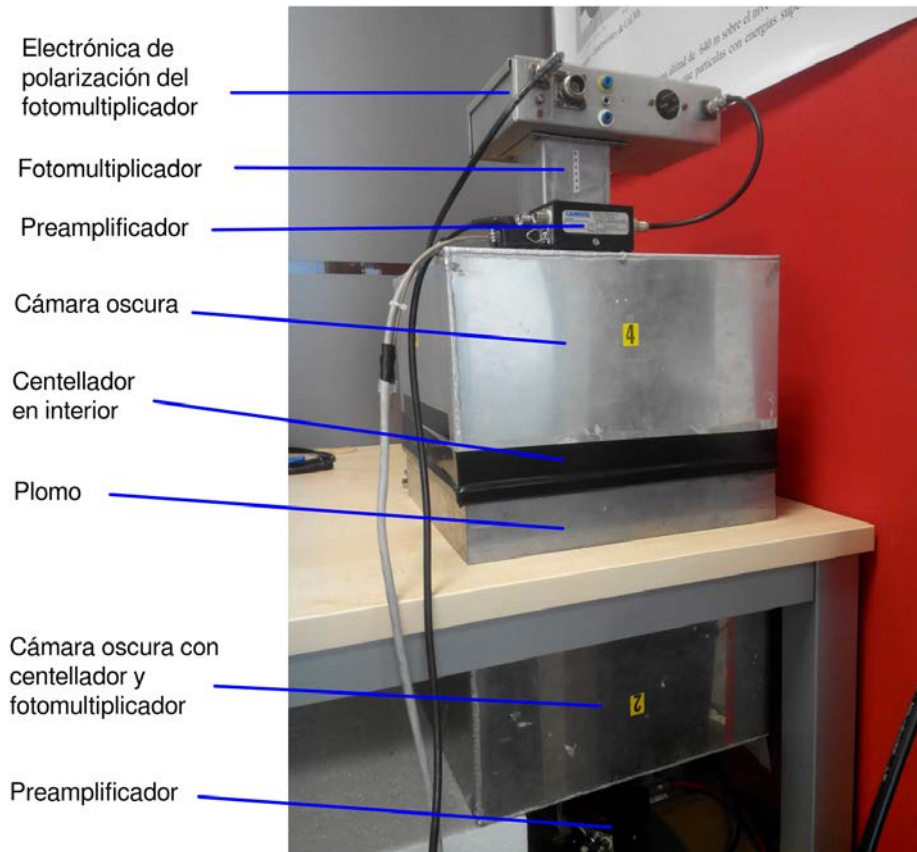


Figura 1.38: Telescopio de muones sencillo formado por dos centelladores de 30x30 cm, capa de plomo intermedia para filtrar partículas poco energéticas y dos fotomultiplicadores trabajando en coincidencia. Foto tomada en CaLMA.

dos y registrados. Este tratamiento de datos es siempre digital pudiendo emplear distintas soluciones, desde diseños específicos con Field Programmable Gate Arrays (FPGA), microcontroladores, Single Board Computer (SBC) o ordenadores con interfaz adecuado.

Además puede haber más módulos de preprocesado de datos, comunicaciones o cualquier otra funcionalidad según la aplicación concreta.

Como ejemplo de telescopio de muones sencillo en la Fig. 1.38 se muestra el empleado en el laboratorio de CaLMA para realizar experimentos de detección de muones y el desarrollo de el sistema de adquisición por coincidencia software que se tratará en el capítulo 3. Consta de una capa de plomo de 5 cm de grosor entre los dos centelladores que impide el paso de las partículas poco energéticas. En este caso, la amplificación y conversión analógico-digital (ADCs) se realiza con módulos NIM. La adquisición y registro de datos se lleva a cabo con un sistema desarrollado por el autor de esta tesis, el cual se encarga también de detectar coincidencias

mediante análisis de software en tiempo real (Ayuso 2014).

1.9.1 Telescopios de muones direccionales

Diseñar un sistema para obtener el flujo de muones es algo relativamente sencillo desde el punto de vista técnico. El dispositivo “sólo” tiene que contar los pulsos recibidos del centellador una vez conformados adecuadamente. La complejidad aumenta un poco si queremos separar pulsos de ruido aplicando coincidencias (se tratarán en el capítulo 3) y más aún si hay que detectar coincidencias de más de dos o tres entradas simultáneamente, todo ello desde el punto de vista del tratamiento electrónico de las señales. Sin embargo, obtener direccionalidad es algo más complejo y para lo que se necesitan, generalmente, implementaciones de mayor volumen y coste. A modo de ejemplo, en las siguientes secciones se describen brevemente los telescopios direccionales de muones de la Global Muon Detector Network (GMDN), de Greifswald (Alemania) y de Aragats (Armenia), mostrando el nivel de desarrollo en este tipo de instrumentos y sirviendo para tomar conciencia de la complejidad y envergadura comentadas.

1.9.2 Red Global de Detectores de Muones

La Red Global de Detectores de Muones (GMDN) inició su andadura en 1992 con la participación de dos detectores de muones (MD) situados en hemisferios opuestos (Fig. 1.39), el de Nagoya (NGY), en Japón, con un área de detección de 36 m² y el de Hobart (HBT), en Australia, con 9 m², que se amplió a 16 m² en 2010 y a 25 m² en 2012. En marzo de 2001 se instaló un pequeño prototipo de detector en Sao Martinho da Serra (SMS), Brasil, cubriendo parte de la enorme zona celeste que dejaban los dos anteriores. En diciembre de 2005, éste último se amplió a 8 canales direccionales con el aumento de 4 a 28 m² de superficie de detección; en 2012 se amplió a 32 m² y en 2016 a 36 m². La GMDN adquirió su configuración actual con la instalación de un MD en Kuwait (KWT) en marzo de 2006, con un área de detección de 4x4 m, que pasó a 25 m² en 2016. En la actualidad la GMDN cubre intervalos de rigidez primarios entre 55 y 114 GV y un error estadístico (σ_c) en la tasa de conteo horario de 0,06 % a 0,49 % (Mendonça et al. 2019).

El diseño de los telescopios de NGY, HBT y SMS es similar (Fig. 1.40). Están compuestos por dos pisos de detectores separados 1,73 m. Ambos pisos contienen el mismo número de detectores. NGY y SMS en la actualidad tienen 36 detectores por piso (6x6) y HBT cuenta con 25 (5x5). Cada detector está formado por un centellador de 1m² alojado en la base de una pirámide que hace de guía de luz y de cámara oscura para llevar los destellos luminosos del

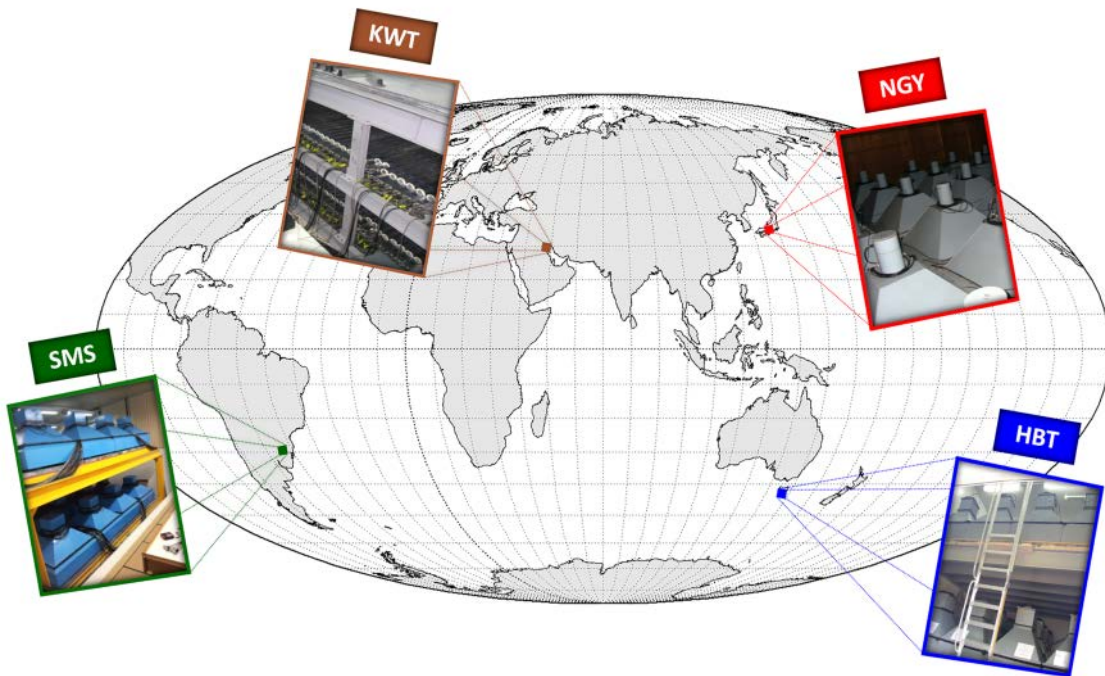


Figura 1.39: Ubicación geográfica de los telescopios de muones de Nagoya (Japón), Hobart (Australia), San Martinho da Serra (Brasil) y Kuwait. Figura tomada de Mendonça et al. 2019.

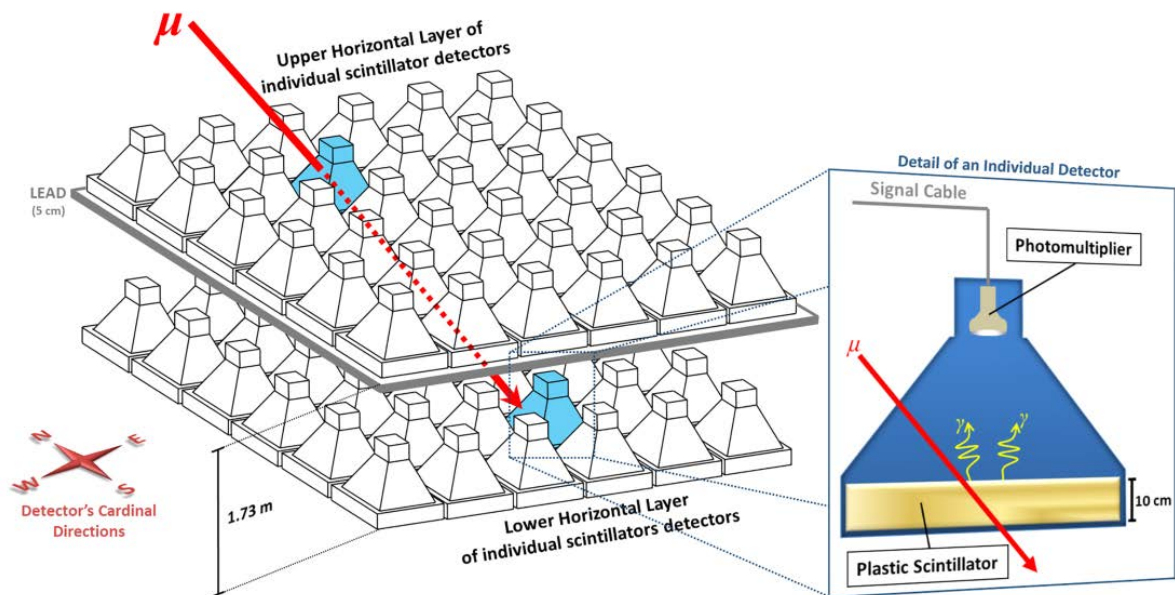


Figura 1.40: Esquema del telescopio de Nagoya idéntico al de San Martinho da Serra con 36 detectores por capa. El de Hobart es similar con 25 detectores por capa. Dibujo tomado de Mendonça et al. 2019.

centellador hasta el fotomultiplicador que se encuentra en el vértice. Entre ambos pisos hay una capa de plomo de 5 cm que sirve para filtrar la radiación de baja energía. Solamente los muones con más de 300 MeV de energía pueden pasar a través de un detector de la capa superior, por el plomo y por un detector de la capa inferior (Mendonça et al. 2019).

La dirección de la trayectoria de los muones se obtiene mediante la técnica de detección de coincidencias, la cual se describe con detalle en el capítulo 3 y que, básicamente, detecta cuando la misma partícula pasa por dos centelladores determinados, uno en cada piso. Conocida la situación de ambos detectores, se obtiene el ángulo sólido definido por la geometría del conjunto (tamaño, forma y separación de los centelladores), dentro del cual se sitúa la trayectoria del muon. Al ser los centelladores iguales, ese ángulo sólido coincide con el ángulo subtendido por la superficie del centellador respecto al punto medio de la recta que une los centros de las caras de los centelladores. Así se define un número determinado de ángulos sólidos espaciales sobre los que se contabiliza individualmente el flujo de muones para determinar la distribución espacial total y sus anisotropías, pudiendo observar sus variaciones a lo largo del tiempo.

Como puede verse en la Fig. 1.40, la construcción de un telescopio con dos pisos de 36 m^2 con 72 centelladores, 72 fotomultiplicadores, la electrónica asociada y la infraestructura necesaria ya suponen un diseño complejo y una implementación de envergadura que supone un coste importante. Cada uno de los detectores necesita, como mínimo, un preamplificador, un amplifi-

cador y un discriminador de altura de pulso. Además, en conjunto, una matriz de detectores de coincidencias, un contador por cada dirección y un sistema de tratamiento y registro de datos. Resultando, en definitiva, sistemas muy complejos, voluminosos, pesados y costosos.

Esta disposición descrita y representada en la Fig. 1.40, implica poca resolución angular, pues entran muchas trayectorias distintas dentro del ángulo sólido definido por cada dos detectores. NGY, HBT y SMS, en la práctica recogen el flujo de 121, 49 y 125 canales respectivamente, correspondientes a otros tantos ángulos espaciales.

El detector de Kuwait tiene distinto diseño (Fig. 1.41). Consta de cuatro capas de tubos detectores proporcionales en una superficie de 25 m^2 , con una capa de plomo de 5 cm para eliminar la radiación de baja energía, como en los anteriores telescopios. Los tubos tienen 10 cm de diámetro, por lo que se consigue una resolución angular mucho mayor. Se tienen 529 canales direccionales que se suelen agrupar para evitar un excesivo error estadístico debido a su pequeña área de detección. Por ejemplo, algunos investigadores agrupan los datos en células de 3×3 tubos, quedando una matriz de 7×7 canales direccionales con una mayor área para disminuir dicho error (Mendonça et al. 2019). En el caso de MITO, debido a su menor área total de detección (1 m^2), para reducir el error estadístico en el análisis de datos, se aumenta el tiempo de recolección, tomando cuentas cada hora o cada media hora en lugar de cada minuto.

La evolución de la GMDN en cuanto a cobertura geográfica y a metodología de análisis de datos, en la que juega un papel fundamental el estudio de anisotropías de muones, la ha convertido en una herramienta muy útil en el estudio de *Space Weather*, como lo demuestra la abundante literatura científica sobre el tema de la que se enumeran algunos ejemplos:

- Okazaki et al. 2008 describen las características de la GMDN con sus cuatro detectores de muones y establecen una metodología de análisis para el cálculo de anisotropías de CR en tres dimensiones, incluyendo la corrección de la influencia de la temperatura atmosférica en la anisotropía Norte-Sur.
- Munakata et al. 2001 indican la posibilidad de detectar GLEs con la GMDN. Las conclusiones aportadas en este artículo son comparadas por Leerunnavarat et al. 2003 con las aportadas por Belov et al. 2003, concluyendo que la detección de los *Loss Cone precursors* previos a *Forbush Decreases* pueden detectarse 4 horas antes de la llegada del shock con monitores de neutrones, mientras que con detectores de muones pueden detectarse unas 15 horas antes.
- Kuwabara et al. 2004 y Kuwabara et al. 2009 obtienen la geometría en 3D de la cuerda de flujo magnético de una CME Utilizando anisotropías de primer orden de las intensidades

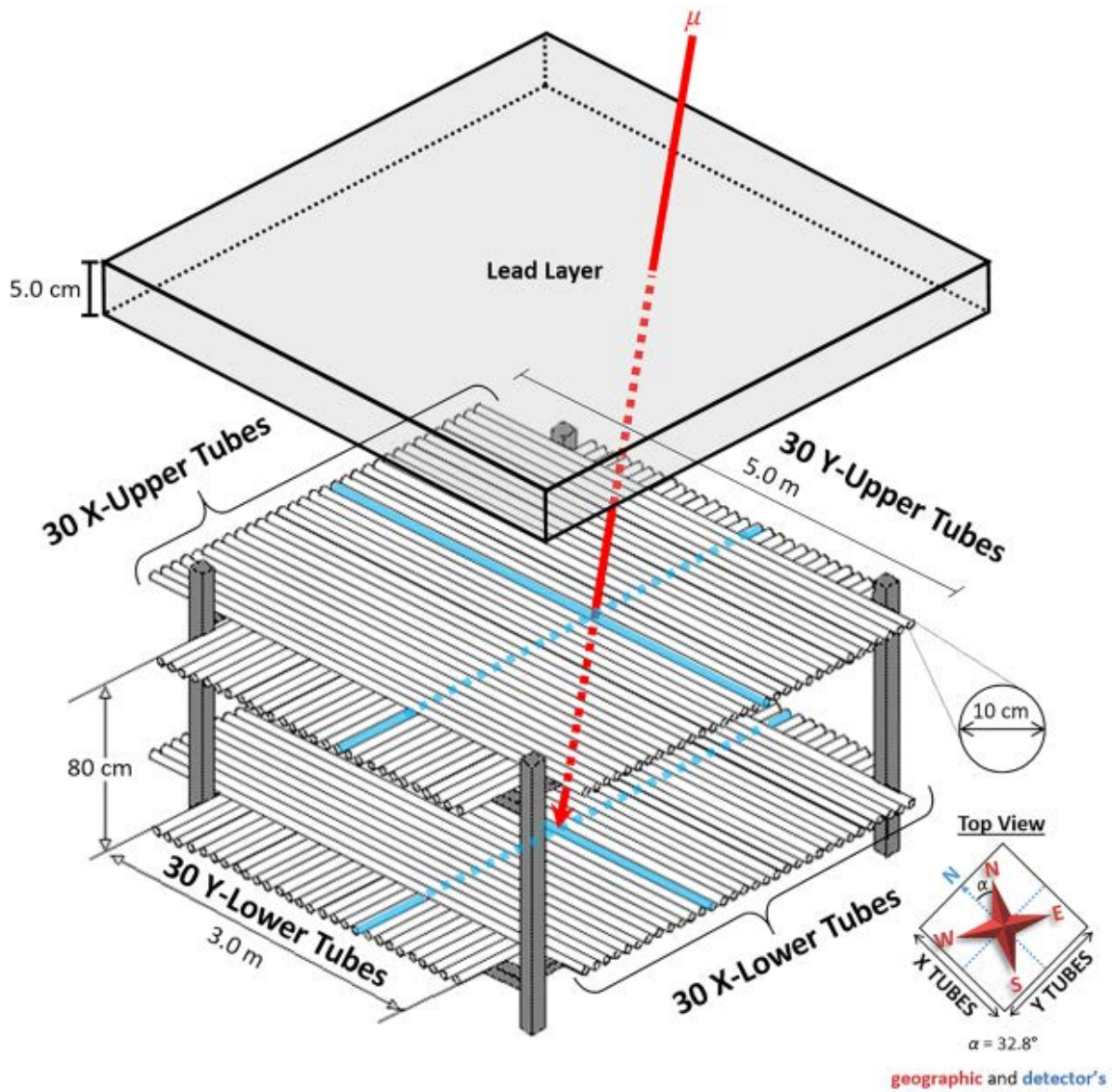


Figura 1.41: Esquema del telescopio de muones de Kuwait. Se representan 30 tubos por capa que corresponden a la primera versión del telescopio. En 2016 fue ampliado a 50 x 47 tubos Dibujo tomado de Mendonça et al. 2019.

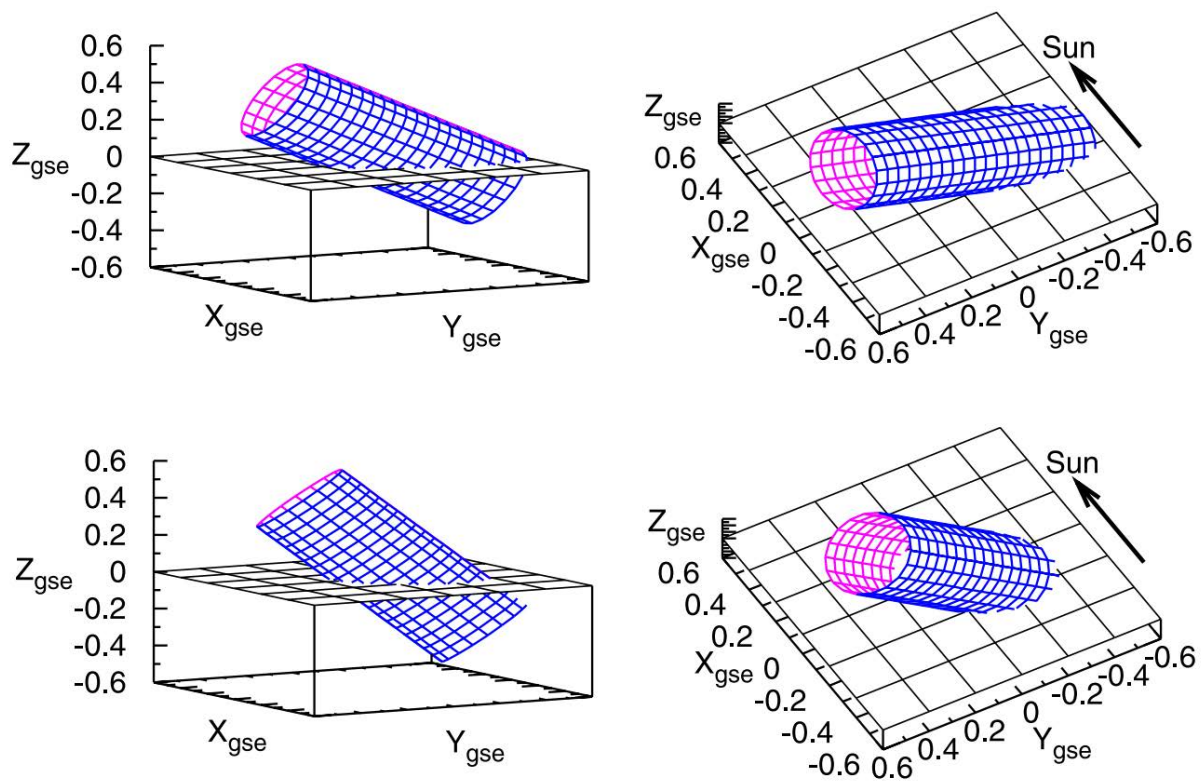


Figura 1.42: Representación de la orientación de una nube magnética (estructura con topología magnética de tipo cuerda de flujo en el medio interplanetario) obtenida a partir del estudio de anisotropías de muones con datos de la GMDN (arriba) y la obtenida con los datos recogidos in situ por los magnetómetros abordo de la misión ACE. Tomado de Kuwabara et al. 2009.

de los rayos cósmicos observadas por la GMDN. Demuestran que la geometría derivada concuerda razonablemente con la calculada a partir de los datos de campo magnético del viento solar obtenidos por el sensor espacial ACE, cuando los datos son claramente observados en ambos sistemas (Fig. 1.42).

- Kuwabara et al. 2006 desarrollan un sistema de alertas de GLEs en tiempo real para la detección temprana de partículas energéticas solares (SEP) utilizando 14 monitores de neutrones repartidos por todo el globo. El sistema también es capaz de mostrar gráficos de anisotropías de primer orden, tomando datos de la GMDN, mostrando variaciones temporales de la dirección del flujo de partículas y su magnitud.
- Rockenbach et al. 2011 estudiaron 181 tormentas geomagnéticas buscando precursores de CRs (*loss cones o enhanced variances*) a partir de los datos de la GMDN y utilizando

la misma metodología que Munakata et al. 2000. Compararon los resultados y confirmaron una importante conclusión de Munakata et al. 2000, según la cual, las tormentas geomagnéticas más intensas van acompañadas de precursores, cosa que no ocurre con las de menor intensidad. Los *loss cone precursors* son observados cuando la CME está aún lejos de la Tierra, típicamente entre 9 y 12 horas antes de que la tormenta geomagnética comience, mientras que los *enhanced variance precursors* se detectan entre 3 y 6 horas previas a la tormenta geomagnética.

- Fushishita et al. 2010 desarrollaron un método para analizar los precursores de CRs eliminando las contribuciones de anisotropías diurnas, las cuales siempre existen en el espacio con una amplitud comparable al decremento de intensidad ocasionado por anisotropías de *loss cone precursors* y que pueden extraerse con precisión de los datos de la GMDN mediante el método de análisis desarrollado en Okazaki et al. 2008. También analizaron mapas en 2D de precursores de CRs de un gran FD observado en diciembre de 2006. Una característica llamativa de este evento es que una señal débil de *loss-cone* (LC) se registra por primera vez con más de un día de antelación al comienzo súbito de la tormenta (SSC). Ello sugiere que el precursor de LC apareció sólo 7 horas después de la erupción de la CME del Sol, cuando el *interplanetary shock* impulsado por la CME se ubicó a 0,4 AU del Sol.

Por todo lo anterior, queda patente que la GMDN y el estudio de anisotropías de muones obtenido de sus telescopios de muones direccionales son muy buenas herramientas que complementan a los sensores espaciales y monitores de neutrones, en el estudio de *Space Weather*.

1.9.3 Telescopio direccional de muones de Greifswald (MuSTAnG)

Se describe aquí el telescopio de muones direccional de Greifswald, denominado MuSTAnG, acrónimo de “Muon Spaceweather Telescope for Anisotropies at Greifswald”. El sistema de obtención de direccionalidad es similar al empleado por los telescopios descritos anteriormente (Fig. 1.43), sin embargo emplea un sistema distinto de recogida de la luz emitida por el centellador mediante fibras ópticas WLS, de ahí su interés.

Consta de dos pisos de 4 m^2 y cada piso está formado por cuatro módulos de 1 m^2 . Cada uno de estos módulos se compone de cuatro centelladores de 0,25 m^2 , lo que hace un total de 32 centelladores con sus respectivos fotomultiplicadores (Fig.1.43 y Fig. 1.44). Los dos pisos están separados 95 cm y entre ellos hay una capa de plomo de 5,1 cm de grosor (Karapetyan et al. 2013).

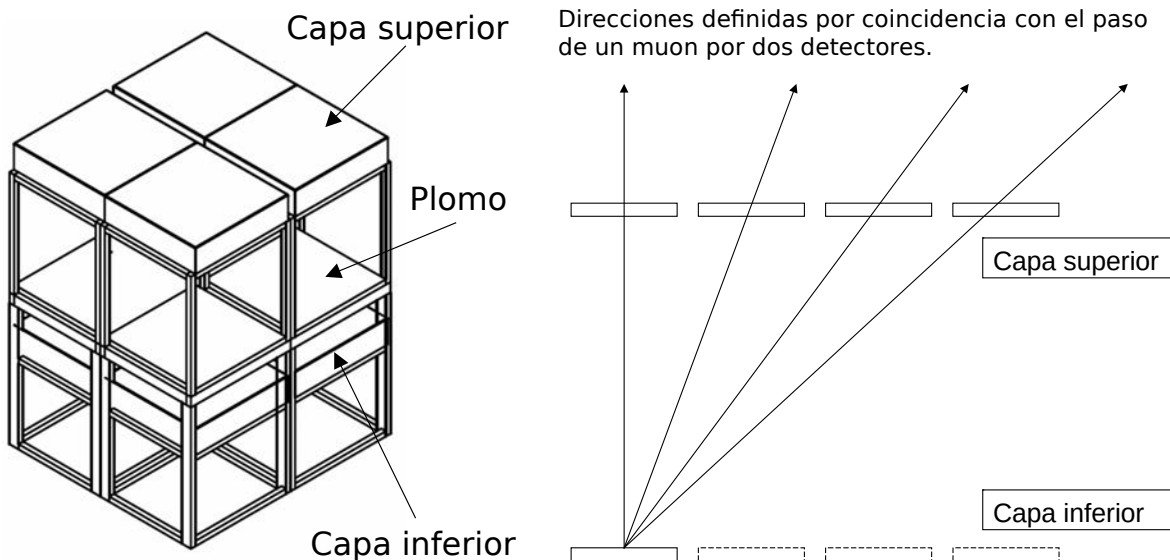


Figura 1.43: Composición del telescopio direccional de muones MuSTAnG. A la derecha esquema de obtención de direcciones por coincidencias.

Los centelladores han sido tallados con unas canaladuras del diámetro de la fibra óptica (1 mm) de forma longitudinal y paralelas a dos lados, en las que se han embutido las fibras (Fig.1.44). El conjunto de las fibras de cada centellador está agrupado en un mazo cilíndrico acabado en un adaptador para insertar en el PMT. Las fibras están alineadas en sus extremos y pulidas para conseguir una sección lo más uniforme y lisa posible que se conecta a la ventana del PMT mediante un gel adaptador que optimiza el paso de la luz de las fibras al PMT.

Este sistema de montaje de fibras en el centellador en un telescopio, de funcionamiento verificado y probado con datos reales (como Ganeva et al. 2013), es muy importante dado que

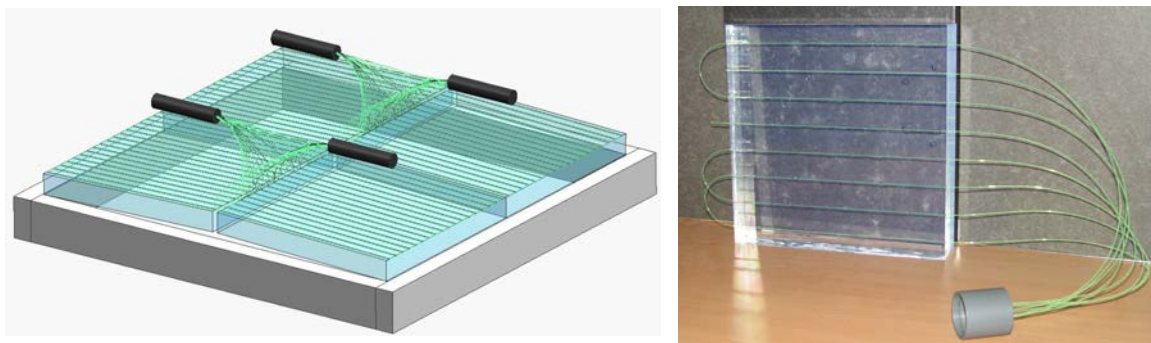


Figura 1.44: A la izquierda composición de uno de los 8 módulos que componen el telescopio MuSTAnG. A la derecha, fibras embutidas en un centellador.

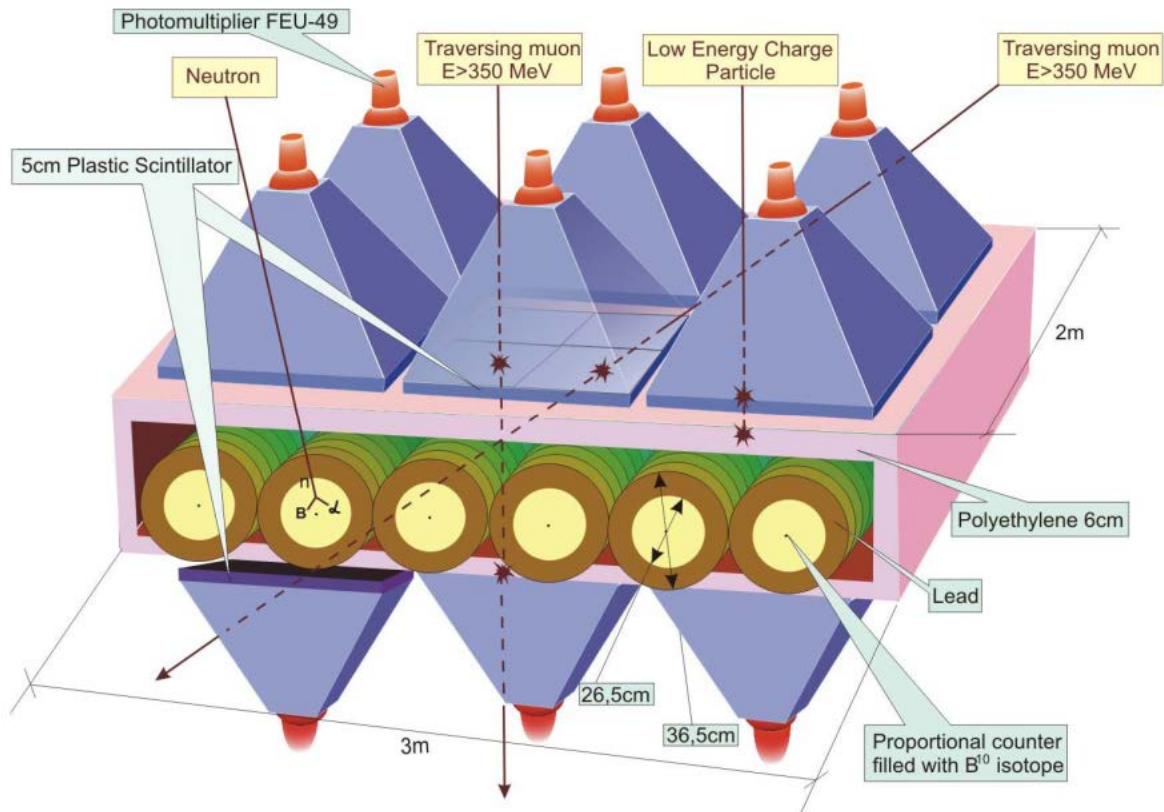


Figura 1.45: Uno de los detectores direccionales de muones de Aragats, situado a 3200 m de altitud. Entre los dos niveles de centelladores se encuentran los tubos contadores (rodeados por plomo) de un monitor de neutrones. Imagen tomada de Chilingarian et al. 2005.

en esta tesis se propone una solución similar para MITO.

1.9.4 Telescopio direccional de muones de Aragats

Para concluir con la descripción de algunos telescopios de muones direccionales, se muestran los instalados en el Centro de Observación del Ambiente Espacial de Aragats (ASEC, de Aragats Space Environment Center) situado en el monte Aragats (Armenia). Consta de dos estaciones a 2000 y 3200 m de altitud, equipadas con detectores de neutrones, muones y electrones. Su misión es la medida continua de la intensidad de los rayos cósmicos secundarios. Toma datos de flujos de neutrones, flujos de muones, anisotropías de muones y del conjunto del espectro de partículas de los CR secundarios en distintos niveles de energía (Chilingarian et al. 2005).

En cuanto a la obtención de direccionalidad de muones, dispone de dos instrumentos distintos, uno en cada estación. El primero con dos pisos de 6 centelladores de 1 m^2 , entre los cuales

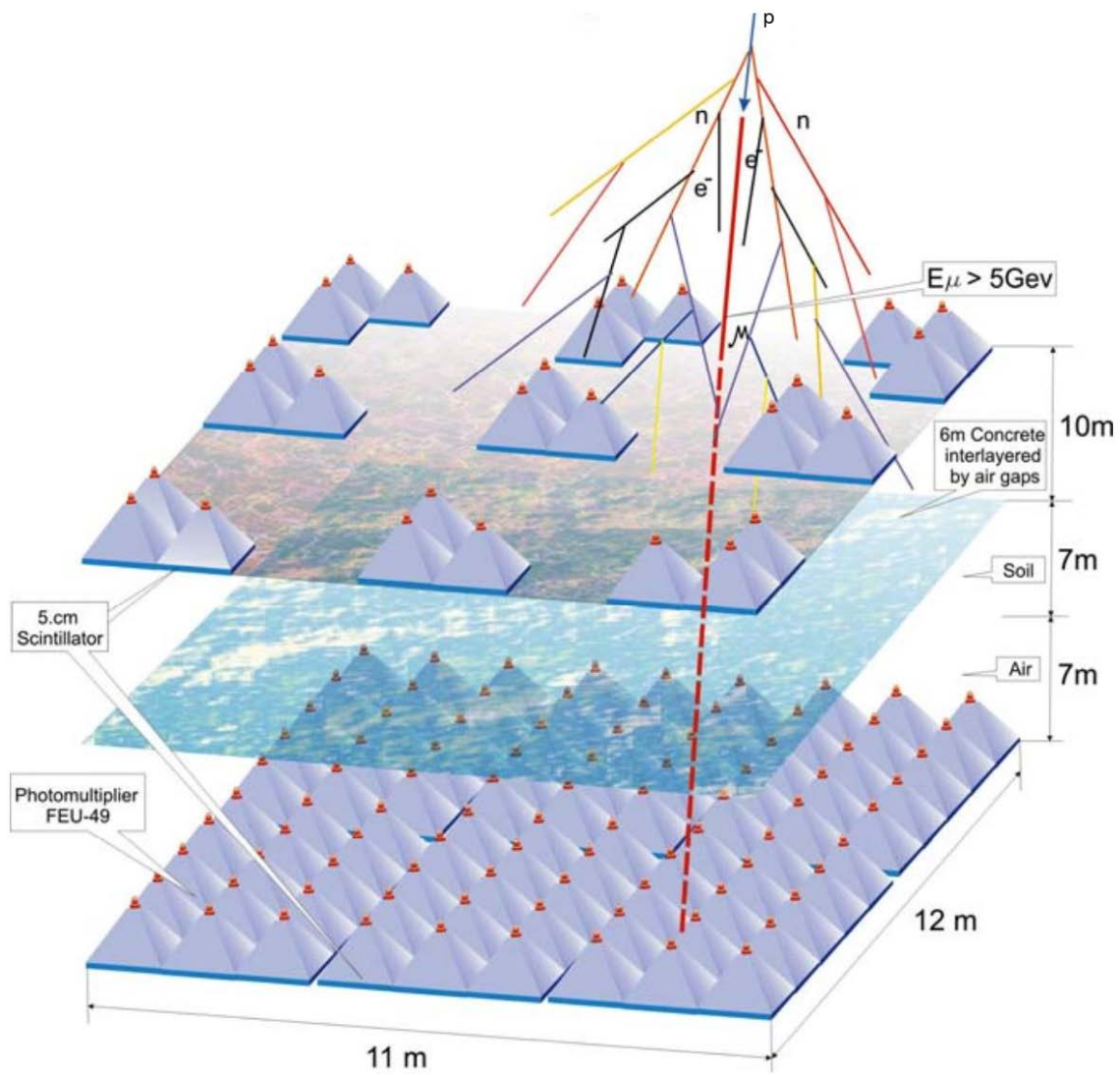


Figura 1.46: Detector direccional de muones de Aragats situado a 2000 m de altitud. Grafico tomado de Chilingarian et al. 2005.

se alojan los tubos contadores de un monitor de neutrones rodeados de plomo, el cual sirve para filtrar las partículas poco energéticas, dejando pasar muones que son detectados en coincidencia entre centelladores de los dos niveles (Fig. 1.45).

El segundo (Fig. 1.46) es mucho más voluminoso que cualquiera de los descritos anteriormente por número de detectores y separación entre plantas. En este caso, el plano inferior de detectores se encuentra enterrado y la distancia entre planos es de 24 m. Debido a ello, la ventana de tiempo para el detector de coincidencia debe ser mayor de 80 ns. En este caso, en lugar de plomo para eliminar las partículas de baja energía se emplea una capa de hormigón y el propio suelo. En el nivel inferior hay 81 detectores, con centelladores de 1 m^2 distribuidos en 90 m^2 de superficie. Además, otros 27 detectores se distribuyen en el plano superior. Con esta configuración se detectan trayectorias entre 0 y 60° de ángulo cenital con una resolución angular de 10° y un bajo error estadístico en intervalos de minuto debido a la gran superficie del detector.

Capítulo 2

Marco conceptual

2.1 Hipótesis

Tal y como se ha visto en la introducción, los actuales telescopios direccionales de muones obtienen información sobre la dirección de la trayectoria basándose en el concepto de coincidencia.

Hipótesis: Es posible calcular las coordenadas del punto de impacto de un muon a su paso por un centellador a partir de las amplitudes de los pulsos generados por cuatro fotomultiplicadores situados en sus caras laterales. Colocando un segundo centellador apilado con una separación discreta y aplicando la misma teoría para el cálculo del punto de impacto en éste, obtendremos un segundo punto que junto con el primero definen la trayectoria (Fig. 2.1).

2.2 Análisis y viabilidad

Para poder validar la hipótesis de trabajo había que confirmar la viabilidad de las cuestiones más complicadas y críticas que surgían al intentar hallar la solución teórica y la implementación práctica. Estas eran:

1. Confirmar si, a partir de los pulsos generados por los PMTs con la luz tomada de las caras laterales del centellador se podía extraer información de posición.
2. Si se corroboraba que existía información de posición, debía definirse la colocación de los PMTs y la forma de las guías de luz para conseguir el punto óptimo de funcionamiento (obtención de datos fiables que aportaran la mayor precisión en el cálculo del punto de impacto).

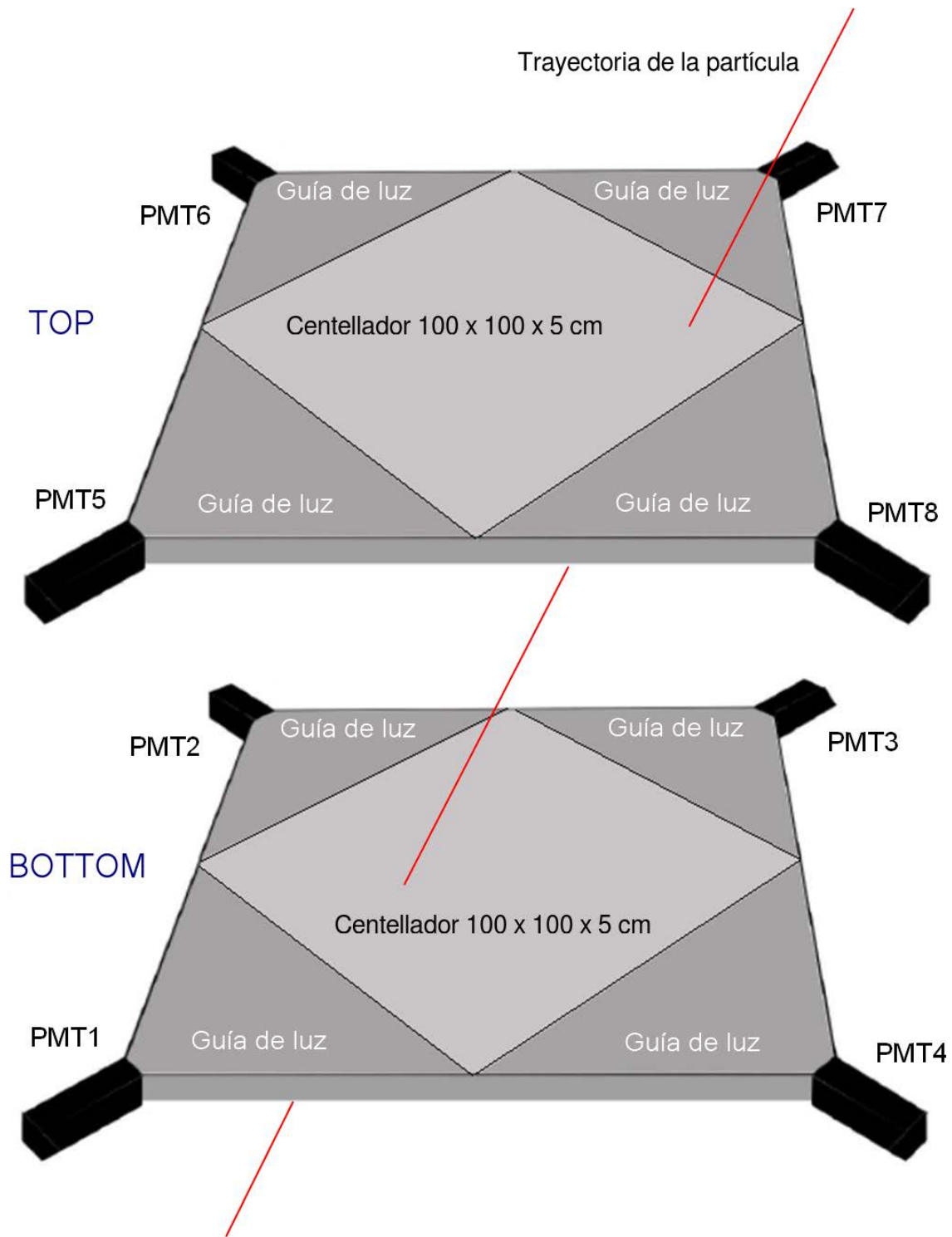


Figura 2.1: Hipótesis de partida y concepto de MITO. Dos centelladores de 1 m^2 con ocho PMTs recogiendo la luz de las caras laterales de ambos. A partir de la altura de los pulsos generados por los PMTs se calculan las coordenadas del punto de impacto en cada capa, a partir de lo cual se puede determinar la dirección de incidencia.

3. Obtener el algoritmo que permitiera calcular las coordenadas del punto de impacto a partir de las alturas de los pulsos tomados de los PMTs.
4. Evaluar la complejidad técnica que tendría el diseño e implementación y su viabilidad dentro del propio grupo de investigación espacial de la Universidad de Alcalá (SRG, Spacial Research Group de la UAH) en caso de validar la hipótesis. Con ello, determinar si debía quedar en proyecto teórico por revestir una excesiva complejidad inabordable o, por el contrario, si existía la posibilidad de construir el detector completo en la realidad, ya fuera con los medios propios de la Universidad o recurriendo a medios externos.
5. Finalmente, había que hacer una evaluación económica para determinar si su montaje era asumible y su forma de financiación.

En los siguientes epígrafes se analiza cada uno de los puntos anteriores.

2.2.1 Información de posición

En el apartado 6.2 del primer artículo publicado (sección 3.5) se explica el experimento realizado para verificar si se podía extraer información de posición con varios PMTs en las caras laterales, resultando concluyente que sí hay información de posición en los datos obtenidos de los PMTs.

En el anexo A se explica con mayor detalle el experimento y se muestran algunas imágenes y gráficas obtenidas durante el mismo para completar la información recogida en el artículo.

2.2.2 Simulaciones

Para obtener de forma teórica tanto la distribución y situación ideal de los PMTs, como el algoritmo de cálculo de las coordenadas de impacto de los muones en el centellador, una de las formas más prácticas y fiables y que permite rápidos avances, prescindiendo de laboriosos cálculos y experimentos prácticos, es el uso de simulaciones.

Simulación inicial en lenguaje C

Paralelamente a la realización de experimentos que verificasen que la información de posición se hallaba en los datos recogidos por los PMTs, se desarrolló un código de simulación del proceso de generación de fotones dentro del centellador y de su propagación a través del mismo

y fuera de él para determinar cuántos fotones llegaban a cada PMT en función de la situación del punto de impacto.

Esta simulación fue desarrollada por el autor de esta tesis en lenguaje C y se basa en el método Montecarlo. Básicamente, las rutinas software de la simulación se encargan de la generación aleatoria de trayectorias con sus coordenadas de paso por los centelladores; de la descomposición de la trayectoria de la partícula a través del centellador en puntos luminosos; del cálculo de las trayectorias que siguen los fotones emitidos por cada punto luminoso a través del centellador y fuera de él; y de la determinación del número de fotones que llega a cada PMT, que será proporcional a la intensidad eléctrica generada por el PMT y, por tanto, a la altura de pulso medido, tal y como se vio en la sección 1.7.10.

En el artículo publicado e incluido en el capítulo 3, se hace referencia a esta simulación inicial sin entrar en su explicación detallada. En el anexo B se expone con más detalle y en el anexo J se incluye el código generado en lenguaje C. Esta simulación fue importante, pues aun no estando desarrollada con una herramienta como GEANT4 del CERN de reconocido prestigio y garantía científica, arrojó resultados esperanzadores sobre el camino a seguir en el desarrollo de la tesis y, particularmente, sobre la posibilidad de conseguir un algoritmo de cálculo, que era el escollo más importante. Aunque se hizo siguiendo principios físicos sin entrar en el comportamiento individual de cada fotón, los resultados obtenidos fueron muy similares a los obtenidos después con GEANT4.

Simulación con GEANT4

GEANT4 es un conjunto de herramientas software para simular el paso de partículas a través de la materia. Consta de una gama completa de funciones que incluyen seguimiento, geometría y modelos físicos. Los procesos físicos incluidos en el software cubren una amplia gama, incluidos los procesos electromagnéticos, hadrónicos y ópticos. Incluye también una gran variedad de partículas, materiales y elementos, pudiendo dotarles de un amplio rango de energía que se extiende hasta los TeV. Ha sido diseñado y construido para recrear los modelos físicos aplicables a partículas, manejar geometrías complejas y permitir su fácil adaptación para un uso óptimo en diferentes aplicaciones. Este conjunto de herramientas es el resultado de una colaboración mundial de físicos e ingenieros de software, coordinados por personal del CERN. GEANT4 ha sido creado aprovechando la ingeniería software y tecnología orientada a objetos, implementándose en lenguaje de programación C++. Se ha utilizado en aplicaciones de física de partículas, física nuclear, diseño de aceleradores, ingeniería espacial y física médica, principalmente (Agostinelli et al. 2003).

Con el fin de garantizar que los resultados simulados eran correctos y estaban apoyados por una herramienta de total confianza en su diseño y funcionamiento por parte del mundo científico, se desarrolló con GEANT4 una simulación similar a la mencionada en la sección anterior (2.2.2). Esta segunda simulación dio lugar a un trabajo fin de máster presentado por Iván Vrublevskyy y supervisado por el autor de esta tesis, en el que puede consultarse en detalle su desarrollo completo (Vrublevskyy 2020).

2.2.3 Obtención del algoritmo de cálculo de las coordenadas del punto de impacto

Con la simulación en GEANT4 se corroboró que había una clara correlación entre el nivel de los pulsos obtenidos en los PMTs y las coordenadas del punto de impacto cuando el PMT recogía toda la luz que salía por la cara del centellador (o una cantidad proporcional). En el apartado 3.1 del segundo artículo publicado, el cual se incluye en la sección 4.1 de la tesis, se explica la simulación llevada a cabo con GEANT4 y la obtención del algoritmo de cálculo de las coordenadas del punto de impacto.

2.2.4 Viabilidad de implementación técnica

Vista la posibilidad de obtención del punto de impacto en un centellador, había que evaluar la viabilidad de implementación del primer prototipo.

De forma somera, en cuanto al material necesario, básicamente había que adquirir dos centelladores de 1 m^2 , ocho fotomultiplicadores, un par de recintos de cámara oscura diseñados para alojar cada centellador con cuatro PMTs, una estructura donde ubicarlos con una capa de plomo intermedia y toda la electrónica de tratamiento de las señales.

Desde el punto de vista técnico, construir las cajas de cámara oscura donde alojar los centelladores no ofrece grandes complicaciones con tal de tener en cuenta que debe poderse cerrar de forma estanca a la luz, dejando acceso a los fotomultiplicadores y a su zócalo de conexión para el mantenimiento. La estructura de sujeción y alojamiento de ambas cajas con los centelladores puede calcularse y construirse sin especiales dificultades en forma de bastidor hecho con perfiles metálicos y sujetos con tornillería.

La electrónica debía diseñarse ad-hoc. Algunos circuitos se percibían con cierta complejidad en su diseño para cumplir con los requisitos, tal es el caso del conformador de pulsos (*shaper*), de los discriminadores de nivel (LLD y ULD), del detector de pico (medida de altura de pulso), del conversor analógico a digital (ADC) y de la lectura y registro de los niveles para los ocho

PMTs en tiempo razonable que permitiera tratar con suficiente margen temporal todo el flujo esperado de muones, que podía estar en el orden de los 10.000 min^{-1} para un centellador de 1m^2 . No obstante, era un reto atractivo y de gran motivación para quien tiene gusto por el diseño electrónico. El resto de circuitería, como se verá, es más estándar ya que ni las señales que se tratan, ni los flujos de pulsos esperados, son de frecuencias excesivamente altas que pudieran resultar poco manejables y generar problemas de tratamiento de señal y de diseño de las placas de circuito impreso (PCBs), como ocurre para señales de RF. En cuanto al proceso y registro de datos ya se tenía la experiencia de diseño utilizando el SBC Beaglebone Black (BBB) que ofrece prestaciones más que suficientes.

2.2.5 Viabilidad económica

Desde el punto de vista económico, algunos elementos como los PMTs y centelladores son producidos a baja escala y no se benefician del abaratamiento propio de los dispositivos producidos a gran escala. Por otro lado, los componentes electrónicos, por lo anteriormente mencionado, no debían cumplir requisitos muy exigentes, por lo que, en principio, podían ser comerciales, de fácil adquisición y bajo coste (COTS).

Tras un primer análisis somero parecía viable la puesta en marcha de un prototipo contando con una pequeña financiación, la cual podría obtenerse, entre otras vías, como parte de un proyecto de investigación subvencionado. En el año 2016, con la intención de que este prototipo pudiera formar parte de un sistema más amplio dedicado al estudio de rayos cósmicos, se presentó el proyecto “Observatorio de Rayos Cósmicos Antártico” (ORCA) a las “Convocatorias 2016 del Plan Estatal de I+D+I 2013-2016 (Excelencia-Retos) cofinanciadas con el FONDO EUROPEO DE DESARROLLO REGIONAL (FEDER)” del entonces Ministerio de Economía y Competitividad (MINECO). El proyecto fue admitido y subvencionado con 115.000 euros, con un plazo de ejecución de 3 años. De esa forma, el primer prototipo de MITO fue implementado como parte de ORCA con fondos del MINECO en el proyecto con referencia CTM2016-77325-C2-1-P. Posteriormente y para el desarrollo del segundo MITO, se contó con parte de las ayudas de otros dos proyectos, uno del Ministerio de Ciencia e Innovación (PID2019-107806GB-I00) y otro de la Junta de Comunidades de Castilla la Mancha (EI-IDI-2018-002) también con cargo a fondos FEDER.

Capítulo 3

Detección de coincidencias

Un circuito detector de coincidencia es capaz de establecer cuándo una partícula cargada ha pasado a través de dos centelladores determinados. El tiempo que tarda un muon, a velocidad relativista, en pasar por dos centelladores situados a una distancia discreta (menos de dos metros) no es superior a 7 ns, tiempo tan corto que los pulsos generados por el detector son casi “coincidentes” en el tiempo, de ahí el nombre. Por tanto, puede considerarse que es la misma partícula la que ha pasado por dos centelladores distintos cuando los pulsos generados por sus respectivos PMT se producen con una separación temporal no superior a esos 7 ns.

El detector de coincidencias es un dispositivo (circuito electrónico o un programa informático) que establece una ventana temporal adecuada y cuando se reciben dos pulsos de dos detectores distintos dentro de ella, se consideran coincidentes y, por ende, que los generó la misma partícula a su paso a través de ambos detectores. Ello conlleva que su trayectoria estará dentro de un margen determinado por la ubicación y dimensiones de ambos detectores. En las figuras 1.40 y 1.45 en las que se muestran las distribuciones de detectores de los telescopios de Nagoya y Aragats, respectivamente, se ilustra esta técnica.

Para establecer el ancho de la ventana de tiempos de coincidencias deben tenerse en cuenta varios factores como son la frecuencia de pulsos esperada, las longitudes de los cables de señal, los retardos de la circuitería previa al detector o la probabilidad de producción de falsos coincidentes que se tratará más adelante (apartado 3.2). Normalmente esa ventana temporal es muy superior a esos 7 ns, buscando un compromiso entre la producción de falsos coincidentes por impulsos de ruido (cuando es muy grande) y la pérdida de coincidencias reales (si es muy pequeña).

A la hora de determinar si dos pulsos generados por dos detectores son coincidentes en el tiempo, puede hacerse mediante un circuito electrónico puro (hardware) o mediante un software

específico de tratamiento de los pulsos detectados. En esta tesis el autor emplea estos términos para diferenciar el método tradicional de obtención de coincidencias (hardware) respecto al método desarrollado en su TFM (Ayuso 2014) y el artículo publicado en la revista *Geoscientific Instrumentation, Methods and Data Systems* (Ayuso et al. 2016) para detectar coincidencias en cadenas de instrumentación nuclear NIM. En la literatura científica se encuentran estos términos, de forma poco frecuente, también con el mismo concepto de diferenciación entre las dos formas de detectar coincidencias, pero en ámbitos de aplicación distintos al del estudio de rayos cósmicos (ejemplo, Brancaccio et al. 2009, Havelka et al. 2002). Ambas denominaciones se explican en el primer artículo publicado del compendio de esta tesis (Ayuso et al. 2016) y que se incluye al final de este capítulo.

El concepto de coincidencia es muy importante en todos los telescopios de muones (y en los detectores de partículas en general), como se ha visto en el capítulo 1.9. El poder determinar cuándo una misma partícula pasa por dos detectores diferentes es fundamental en estos instrumentos pues aporta dos beneficios esenciales:

- **La posibilidad de calcular la trayectoria de la partícula.** Como hemos visto, en los telescopios de la GMDN, sabiendo por qué centelladores pasa la partícula se obtiene información de trayectoria, gracias a su situación espacial. No así en el caso de MITO, donde la coincidencia se emplea para identificar cuando un muón pasa por uno o por los dos únicos centelladores. El cálculo de trayectoria se obtiene de los niveles de los pulsos de los PMTs.
- **Reducción de ruido.** Es posible eliminar los pulsos generados por otras partículas cargadas que no son de interés y que forman parte de lo que denominamos ruido. Al no ser coincidentes no son procesadas ni contabilizadas.

3.1 Detección de coincidencias para eliminar ruido

En los detectores de muones se dan dos tipos de ruido que acompañan a la señal útil suministrada por los PMTs.

Por un lado está el ruido electrónico generado en los propios circuitos y de carácter estocástico que aparece en toda la banda de frecuencias. Se compone principalmente de ruido térmico y su valor frente al nivel de señal suele ser bajo. Se elimina mediante el ajuste del discriminador de bajo nivel (LLD). La desventaja es que se rechazan también los pulsos que pueda haber del mismo nivel del ruido, limitando así la recepción de pulsos de muy bajo nivel, sin embargo, en

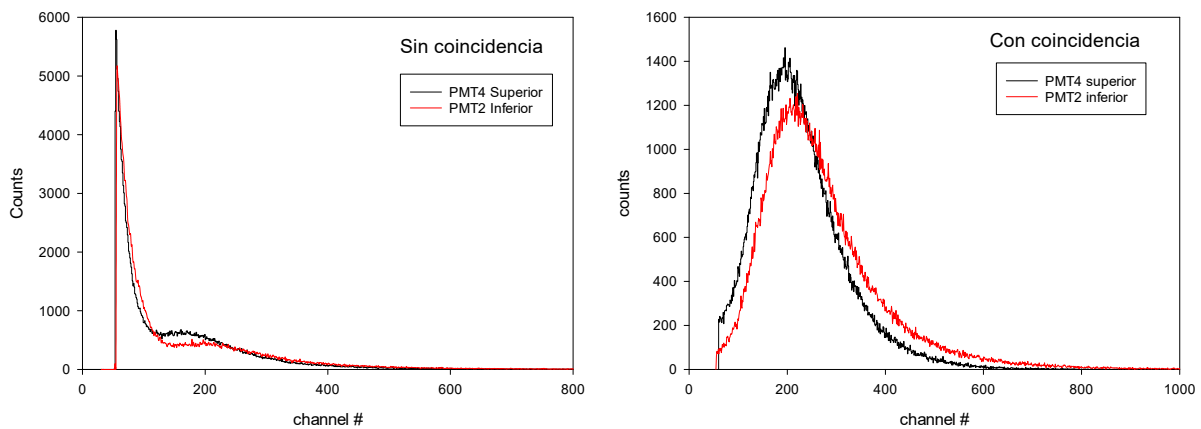


Figura 3.1: A la izquierda histograma con los pulsos captados por los dos PMTs del telescopio de la Fig.1.38 sin aplicar coincidencia. A la derecha, aplicando coincidencia. Desaparece el ruido de la izquierda con sólo aplicar coincidencias, pues el nivel LLD es el mismo en ambas.

nuestro caso, éstos siempre suelen estar por debajo de los niveles de pulso generados por las partículas de interés que son los muones.

Por otro lado están los pulsos procedentes de partículas distintas a las que son motivo de estudio. Cualquier partícula cargada que pase por el centellador producirá un destello que será recogido por el PMT. Pueden ser pulsos generados por cargas de la propia EAS, por cargas de otro origen o inducidos por elementos antrópicos. Con la detección por coincidencia se eliminan en gran parte todos esos pulsos indeseados, ya que sólo las partículas capaces de atravesar los dos centelladores serán detectadas y la coincidencia casual de dos partículas de ruido tiene una probabilidad muy baja. En la Fig. 3.1 se muestra esta reducción de ruido mediante dos histogramas tomados con el telescopio de la Fig. 1.38. En la parte izquierda se observa como el número de pulsos de ruido entre los canales ≈ 50 a 100 es muy elevado, muy por encima de los generados por muones con máximo en torno al canal 200 (cuantificación). En el histograma de la derecha, magnificando la escala del eje de ordenadas y aplicando coincidencia se observa cómo se eliminan todos los impulsos de ruido, quedando sólo los pulsos de muones. Puede verse que se aplica un nivel mínimo de umbral (LLD) que elimina cierto ruido, aunque ese umbral es el mismo para ambas gráficas, lo que demuestra que todo el ruido eliminado es debido única y exclusivamente a la aplicación de coincidencias.

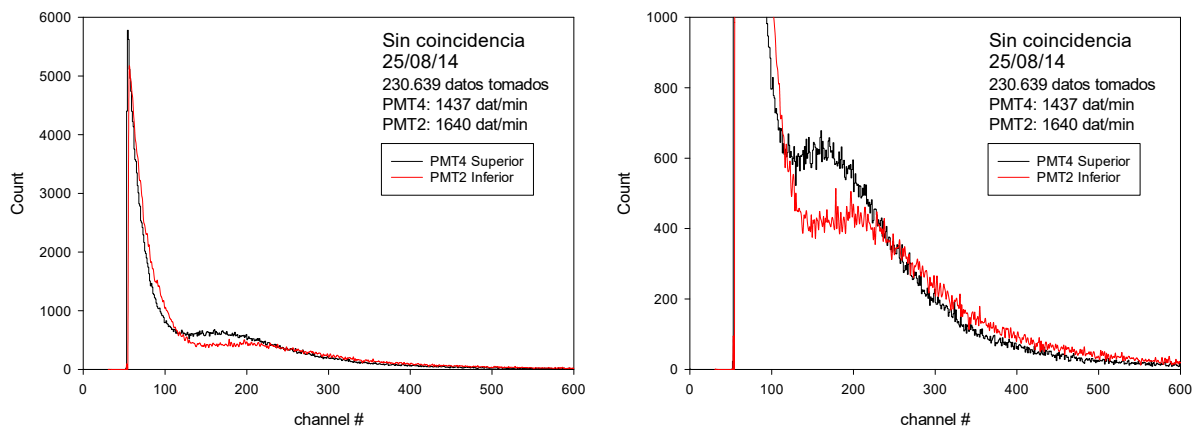


Figura 3.2: A la izquierda histograma con los pulsos captados por los dos PMTs del telescopio de la Fig.1.38 sin aplicar coincidencia. A la derecha, el mismo histograma magnificando ambos ejes de coordenadas.

3.2 Falsos coincidentes

Debido a esos impulsos de ruido, que sí que se están produciendo continuamente en cada centellador independientemente (véanse Fig. 3.1 y Fig. 3.2), existe la posibilidad de que se produzcan dos pulsos, uno por centellador, de forma simultánea, o cuya diferencia en tiempo sea inferior a la determinada en la ventana de tiempo del circuito detector de coincidencias. En tal caso se contabilizará un falso coincidente, pues los pulsos no han sido generados por una partícula, sino por dos pulsos de ruido coincidentes o por la coincidencia de un pulso de ruido y otro de una partícula que solo produce señal en una de las capas de detección.

Para evaluar el orden de magnitud del número de falsos coincidentes en MITO, tomamos de referencia los histogramas de la Fig. 3.2. La representación de la derecha corresponde al mismo histograma de la izquierda, en el que se ha ampliado la escala del eje de ordenadas. Como puede verse, del centellador superior se están procesando menos pulsos por minuto que en el inferior (1437 min^{-1} vs 1640 min^{-1}). Esto se debe, en primer lugar a que son conteos independientes y, sobre todo, en segundo lugar a que el ajuste LLD no es exactamente el mismo, aunque parecen superpuestos. Debe tenerse en cuenta que justo en el corte de nivel LLD es donde más impulsos de ruido se están recibiendo y con poca diferencia se refleja sustancialmente en el flujo total. En el experimento, la cadena de toma de datos estaba formada por módulos NIM y el ajuste se hace con un potenciómetro de forma muy aproximada pero no exacta, cada canal en distinto módulo, por lo que es muy difícil ajustar el mismo umbral en ambos módulos.

Dado que la detección de estos pulsos tiene una frecuencia estable y un comportamiento

aleatorio e independiente, siempre que no exista una causa de ruido común a ambos, seguirán la distribución de Poisson, con la que puede calcularse la probabilidad de que dos partículas coincidan en un determinado intervalo de tiempo y que responde a la expresión:

$$P(k, \delta t) = \frac{(\lambda \delta t)^k \cdot e^{-\lambda \delta t}}{k!} \quad (3.1)$$

Donde λ es la media de pulsos en s^{-1} , δt la ventana temporal de coincidencia en s y k el número de pulsos coincidentes en la ventana δt .

Teniendo en cuenta que la frecuencia de pulsos que detecta un centellador es proporcional a su superficie y que los datos obtenidos en la Fig. 3.2 corresponden a un centellador de 900 cm^2 , para un centellador de MITO, con 10.000 cm^2 y un ajuste de LLD similar, tendríamos una frecuencia de pulsos 11,11 veces superior. Es decir, la frecuencia más alta de las dos (1640 min^{-1}) equivaldría a 18.222 min^{-1} . Además, como de lo que se trata es de evaluar la posibilidad de falsos coincidentes de forma aproximada, y esa frecuencia se produce en cada centellador, debemos considerar una frecuencia doble, es decir 36.444 min^{-1} . Esto disminuirá la probabilidad más de lo que sería en la realidad, pues no deberían tenerse en cuenta los pulsos de coincidentes reales, sin embargo, se trata de tener una idea aproximada. La frecuencia, por tanto, la tomamos como $\lambda = 607,4 \text{ Hz}$ para los dos centelladores de MITO. Si además sabemos que, para éste, la ventana de coincidencias se ha ajustado en $\delta t = 300 \text{ ns}$, aplicando la expresión 3.1, tendremos que la probabilidad de una coincidencia casual será:

$$P(k, \delta t) = \frac{(607,4 \cdot 300 \cdot 10^{-9})^2 \cdot e^{-(607,4 \cdot 300 \cdot 10^{-9})}}{2!} = 16,6 \cdot 10^{-9} \quad (3.2)$$

Es decir, un falso coincidente por cada 60,2 millones de pulsos. Al ser la ventana de coincidencias ajustable, para un $\delta t = 200 \text{ ns}$, que es el valor ajustado para el telescopio a instalar en Canarias, aplicando el mismo cálculo, tendríamos una coincidencia casual cada 135 millones de pulsos. En ambos casos, el resultado es absolutamente despreciable.

3.3 Coincidencia hardware y coincidencia software

Cuando se iniciaron los primeros experimentos para ver si era viable la idea de obtener el punto de impacto a partir de la altura de pulso de cuatro fotomultiplicadores en el centellador, se emplearon módulos de instrumentación nuclear de laboratorio como cadenas de obtención de datos NIM (véase imagen de la Fig. 1.32). Cuando se usan módulos NIM detectores de coincidencia, como el mostrado en la Fig. 1.32 (detector de coincidencias en color marrón), los cuales

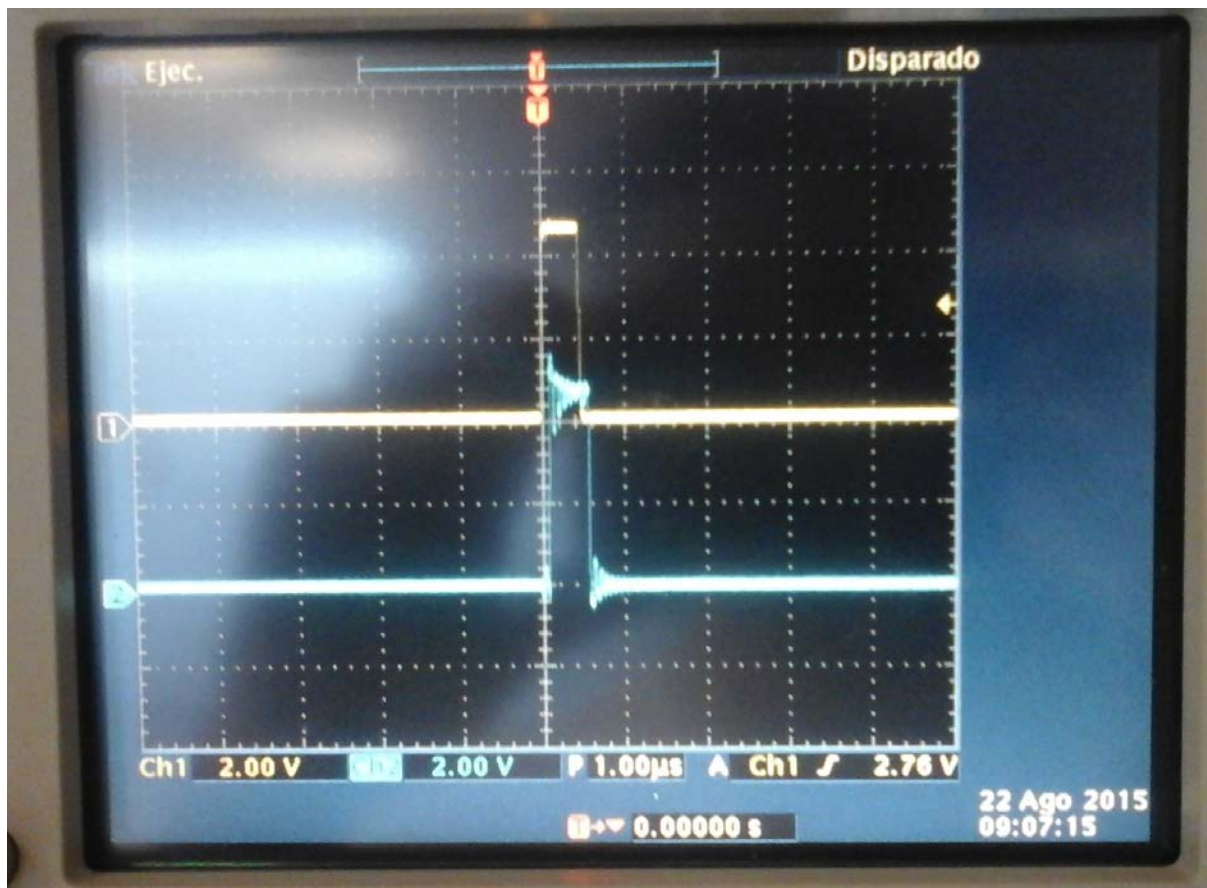


Figura 3.3: Pantalla de osciloscopio ajustando la ventana temporal de coincidencia en módulo NIM detector de coincidencias. Se observa un pulso amarillo (1) coincidiendo temporalmente con el impulso azul (2).

funcionan con la técnica tradicional (hardware), hay que ajustar con el osciloscopio la ventana de tiempos (Fig. 3.3). Debido a los retardos de la señal por diferentes longitudes de cable o a inductancias y capacitancias parásitas, las señales coincidentes pueden llegar con desfases temporales, por eso hay que aplicarles una corrección de ese desfase mediante ajuste manual. Cuando hay dos canales es sencillo, pero cuando vamos aumentando el número de canales en los que se desea detectar coincidencias se hace un poco más complicado. La dificultad máxima se da cuando uno de los canales tiene una frecuencia de pulsos muy baja (por ejemplo, 20 pulsos por minuto o inferior) y hay que localizar la señal en el osciloscopio para llevarla a la ventana de tiempos, lo cual se hace muy difícil debido al poco tiempo de aparición del pulso, el largo periodo hasta que aparece el siguiente y, en muchos casos, la dificultad en sincronizarlo con los otros canales, saliéndose del rango de la pantalla. En estos casos, en los que las frecuencias son bajas, la coincidencia software es más cómoda y versátil, pues el propio programa hace el ajuste. Por ello en los experimentos descritos para ver la viabilidad de la hipótesis de esta tesis se empleó coincidencia software.

De la necesidad de realizar este proceso por software, pudiendo prescindir del módulo de coincidencias, surgió la idea de generar un software que hiciera esta detección aprovechando el sistema de adquisición de datos para cadenas de instrumentación nuclear que ya se había desarrollado. Este sistema se podría utilizar también en MITO llegado el momento de su implementación, pues se desarrolló también la electrónica necesaria para ampliar el prototipo inicial de dos canales a ocho canales (los necesarios en MITO). En la sección 3.5 se incluye el artículo “A coincidence detection system based on real-time software” al que dio lugar el desarrollo de esta idea de detección de coincidencias software.

3.4 Sistema de coincidencias empleado en MITO

En el momento de abordar el diseño de la circuitería de MITO, había que decantarse por un tipo de detección de coincidencias. Por un lado, la coincidencia software aporta mayor flexibilidad, siendo más lenta en el tiempo de resolución y necesitando software añadido ad-hoc. Por otro, construir un detector de coincidencias hardware supone una circuitería añadida. Al ser un sistema relativamente compacto, sería inviable implementarlo con instrumentación nuclear NIM, CAMAC o VME. Se necesitarían para 8 canales de entrada de pulsos, como mínimo, tres módulos por canal (preamplificador, amplificador y ADC) más dos detectores de coincidencia de 4 entradas más la fuente o fuentes de alimentación de HV para los PMTs. Esto nos lleva a un mínimo de 27 módulos, lo que es inviable por tamaño, complejidad de conexionado y coste

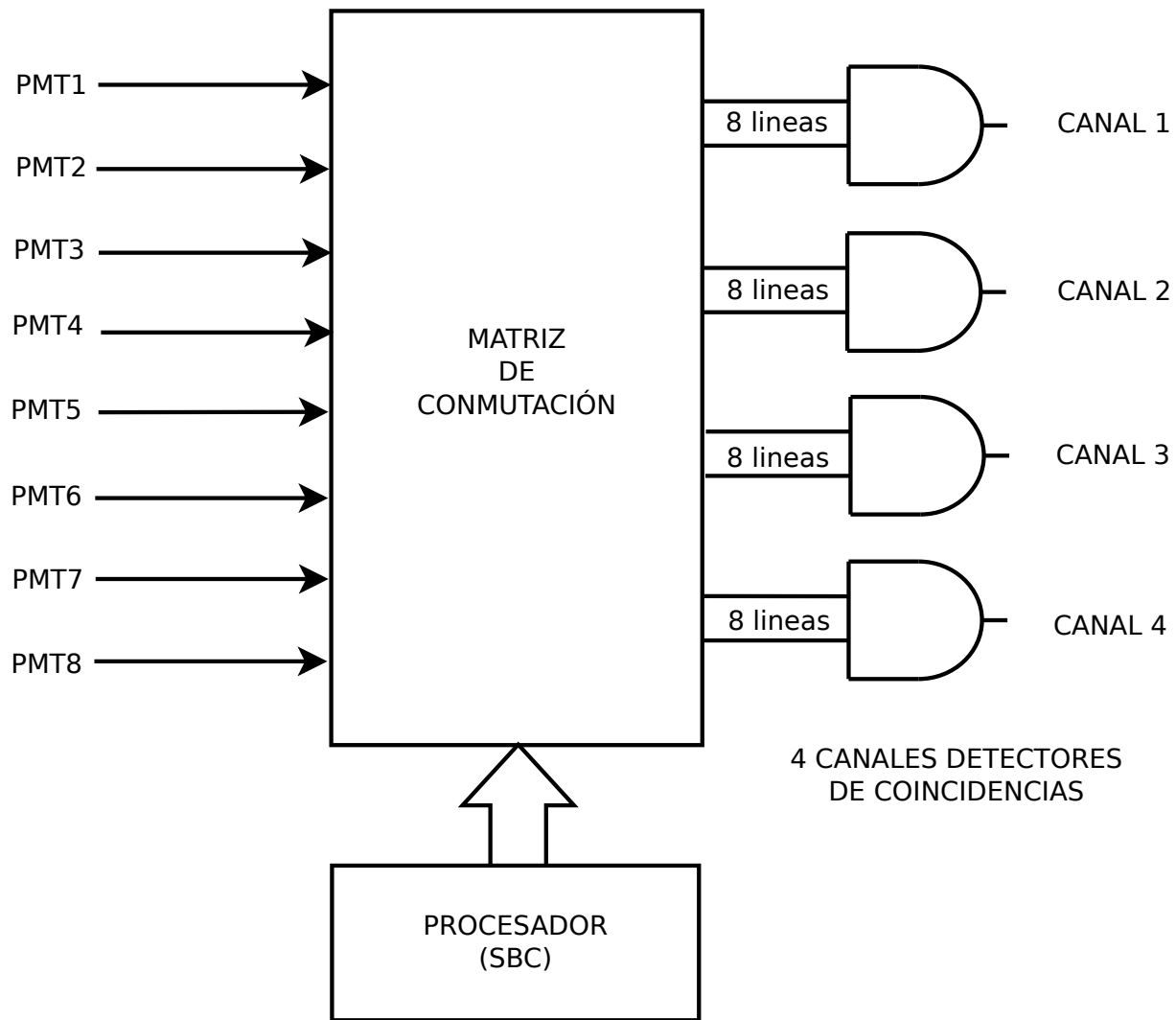


Figura 3.4: Esquema en bloques de la detección de coincidencias de MITO

(≈1000 euros de media por módulo).

Había que determinar cuántos detectores de coincidencia serían necesarios y cuáles serían las entradas que debían conectarse a cada uno. Puede interesar detectar coincidencia de los cuatro PMTs de un centellador, de los cuatro del otro o de cualquier combinación de los ocho. Un circuito hardware, una vez implementado, es poco flexible en el cambio de entradas de cada detector de coincidencia pues necesitaría instalar algún sistema de conmutación o programación manual. Descartada la opción de módulos de instrumentación nuclear, se optó por adoptar una solución intermedia entre coincidencia hardware y software. Es decir, se diseñaron cuatro detectores de coincidencia con una circuitería hardware que hace la detección en muy poco

tiempo de resolución, pero con la flexibilidad que da el software para seleccionar los canales de entrada a cada circuito. Es decir, cuatro canales de coincidencia hardware configurables por software.

En la Fig. 3.4 se muestra el esquema en bloques del detector de coincidencias desarrollado. El núcleo de cada detector de coincidencias hardware es una puerta AND de 8 entradas, las cuales se configuran desde el SBC al lanzar el software, pudiendo seleccionar en cada puerta cualquier número de 0 a 8 entradas y cualquier combinación de PMTs. En el capítulo 5, donde se describen todos los módulos que componen el conjunto electrónico, y en el anexo F se revisa más en detalle la circuitería del módulo de coincidencias.

3.5 Artículo 1: “A coincidence detection system based on real-time software”

Este artículo fue publicado en la revista “*Geoscientific Instrumentation, Methods and Data Systems*” el 26 de septiembre de 2016. Ese año la revista tuvo un factor de impacto (JIF) de 1,023 y estuvo situada en el cuarto cuartil (Q4) en la categoría de “*Geosciences, Multidisciplinary*” según *Journal Citation Reports* y en el tercer cuartil (Q3) en la categoría de “*Atmospheric Science*” según *Scimago*.

En el artículo se detalla el diseño e implementación de un sistema de bajo coste que detecta coincidencias mediante software, registrando los datos en una tarjeta de memoria micro-SD y pudiendo transferirlos a un ordenador personal (PC) mediante conexión USB o red. Se comparan los datos obtenidos mediante coincidencia hardware y coincidencia software con el mismo detector y registrados de forma simultánea, concluyendo que los datos obtenidos son los mismos y que, por tanto, el sistema detector de coincidencias software tiene la misma efectividad que el sistema de coincidencias hardware. El detector empleado es un telescopio de muones con dos centelladores de 30x30 cm. El funcionamiento del sistema se ha verificado con doble y cuádruple coincidencia, pudiendo funcionar hasta en óctuple coincidencia. En los experimentos se llegó a detectar un *Forbush Decrease*. También, se muestran los experimentos realizados en coincidencia con un pequeño detector de muones (BGO) para verificar que situando tres PMTs en las caras laterales de un centellador de 1 m² se obtiene información de posición.



A coincidence detection system based on real-time software

Sindulfo Ayuso¹, Juan José Blanco^{1,2}, José Medina¹, Raúl Gómez-Herrero^{1,2}, Oscar García-Población^{1,3}, and Ignacio García Tejedor^{1,3}

¹Castilla-La Mancha Neutron Monitor, Space Research Group, Parque Científico y Tecnológico de Castilla-La Mancha, Avda. Buendía 11, 19005 Guadalajara, Spain

²Physics Department, Space Research Group, Universidad de Alcalá, Ctra. Madrid-Barcelona km 33.6, 28871 Alcalá de Henares, Spain

³Computing Engineering Department, Space Research Group, Universidad de Alcalá, Ctra. Madrid-Barcelona km 33.6, 28871 Alcalá de Henares, Spain

Correspondence to: Sindulfo Ayuso (sindulfo.ayuso@edu.uah.es)

Received: 1 May 2016 – Published in Geosci. Instrum. Method. Data Syst. Discuss.: 6 June 2016

Revised: 27 August 2016 – Accepted: 7 September 2016 – Published: 26 September 2016

Abstract. Conventional real-time coincidence systems use electronic circuitry to detect coincident pulses (hardware coincidence). In this work, a new concept of coincidence system based on real-time software (software coincidence) is presented. This system is based on the recurrent supervision of the analogue-to-digital converters status, which is described in detail. A prototype has been designed and built using a low-cost development platform. It has been applied to two different experimental sets for cosmic ray muon detection. Experimental muon measurements recorded simultaneously using conventional hardware coincidence and our software coincidence system have been compared, yielding identical results. These measurements have also been validated using simultaneous neutron monitor observations. This new software coincidence system provides remarkable advantages such as higher simplicity of interconnection and adjusting. Thus, our system replaces, at least, three Nuclear Instrument Modules (NIMs) required by conventional coincidence systems, reducing its cost by a factor of 40 and eliminating pulse delay adjustments.

1 Introduction

Cosmic rays (CRs) are energetic particles that constantly rain through the Earth's atmosphere. They are the source of a uniform background ionizing radiation. Most of the CR energy reaches the Earth's surface in the form of kinetic energy of relativistic muons, which are secondary products of interac-

tions between highly energetic CRs and the nuclei of atmospheric particles (Cecchini and Spurio, 2012). Muons (μ^- and μ^+) are particles belonging to the lepton family, and they have the same charge (negative and positive, respectively) as that of an electron and 207 times its mass.

Coincidence counting is widely used in experimental particle physics with different purposes such as reducing noise; getting directional information (Karapetyan et al., 2013); reducing the probability of a measurement being triggered by independent, unrelated particles; lessening the probability of independent random background events (Remmen and McCreary, 2012); or identifying energetic particles in multi-element particle telescopes (see e.g. Müller-Mellin et al., 1995).

Traditional particle detection systems using coincidence rely on dedicated electronic modules. When real-time operation is not required, alternative approaches based on the analysis of recorded pulse information can be used (e.g. Havelka et al., 2002; Brancaccio et al., 2009). These systems are based on the registration of pulse properties (e.g. amplitude voltages) and their corresponding accurate timestamps. The recorded data are then processed by software in order to obtain the coincidence counting rates. In this work we present a new software-based coincidence system capable of real-time operation in ground-based cosmic ray detection systems.

Electronic chains based on the Nuclear Instrumentation Module (NIM) standard (US NIM Committee, 1978) are widely used by many experimental particle physics laboratories around the world. Two of the most important advantages

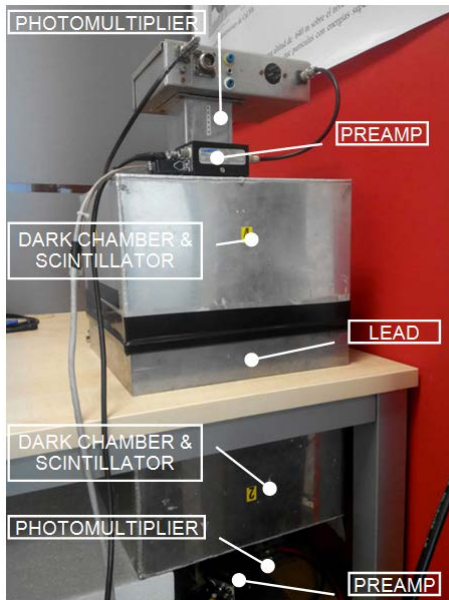


Figure 1. Muon telescope. Main parts.

of the NIM concepts are flexibility and interchangeability. Although NIM modules cannot communicate with each other through the crate backplane, some modules, like analogue-to-digital converters (ADCs), provide their own interface to communicate with external devices. Nowadays, suppliers offer updated replacements that can read data from ADCs and transfer them to a personal computer (PC), including analysis and data mining software. Their main disadvantages are high cost and the fact that they are not open-source systems.

In contrast, recent advances in microelectronics have put on the market low-cost and small-size devices with high performance (Arduino, Raspberry Pi, Beaglebone Black, etc.). Some of them are open-source hardware and run open-source operating systems like Linux, which confer them with a great versatility to satisfy different user requirements. Moreover, they usually include many general purpose inputs outputs (GPIOs), which are very useful for implementing communication protocols with other electronic devices like one or more ADCs.

The goals of this work are, firstly, the establishment of the theoretical background and conditions allowing software-based real-time coincidence detection (Sect. 3); secondly, the prototype implementation with a low-cost development platform and minimal and simple hardware and software designs (Sect. 4); thirdly, the validation of an operation extracting data from a muon telescope (Sect. 5); and, finally, the prototype testing in two practical applications (Sect. 6). In addition, we will see how our prototype is able to replace at least three NIM modules used in the conventional set-up for coincidence detection.

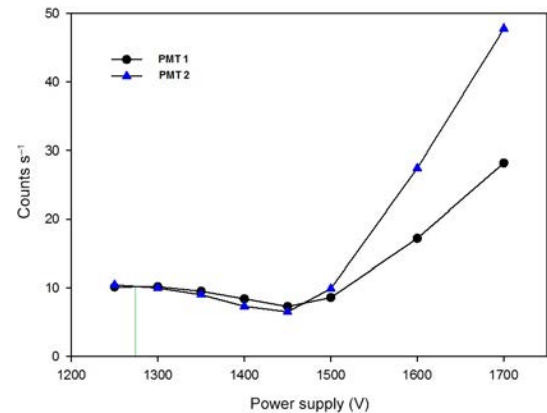


Figure 2. Counting rate vs. voltage for PMT type 53AVP (Philips). Note the plateau below 1500 V and the crossing point of both curves in 1270 V (bias voltage chosen).

2 Experimental set-up

In this section we describe the different elements that have been used in our experiment, mainly two muon detectors and some NIM modules, and how they have been set up to achieve the results presented in this paper.

2.1 Muon detectors

We have used two different muon detection systems based on plastic scintillators. The first device (henceforth MD1, Fig. 1) consists of a pile of two identical detectors separated by 8.5 cm. The gap between both detection layers is partially occupied by a 30 cm × 30 cm × 5 cm lead block, which rejects low-energy particles (Chilingarian et al., 2009b), ensuring that only cosmic muons are detected when coincidence between both detectors is applied. Each detector is an opaque sealed box, with a 30 cm × 30 cm × 3 cm plastic scintillator on the bottom and a photomultiplier tube (PMT) type 53 AVP (Philips, 1959) on the top, which are 18 cm apart. This distance is required to be sure that the PMT observes the whole scintillator surface. The upper detector and the lead block can be moved horizontally, allowing different fields of view for testing the directionality of muon flux.

We can see in Fig. 2 the variation of the counter response with the bias voltage for both PMTs used in the experiment. Bearing in mind they work in coincidence coupled to identical scintillators, we have chosen 1270 V as the optimal value because it is the point where both PMTs have the same response within the plateau.

The second device (henceforth MD2) is made up of a large-area plastic scintillator (100 cm × 100 cm × 5 cm, polyvinyltoluene with 65 % anthracene), three PMTs gathering the light emerging through three of four lateral sides and a fourth small bismuth germanate (BGO) scintillator (hexagonal prism of 3 cm side and a height of 2 cm) working in coincidence with the other three PMTs. This experimental

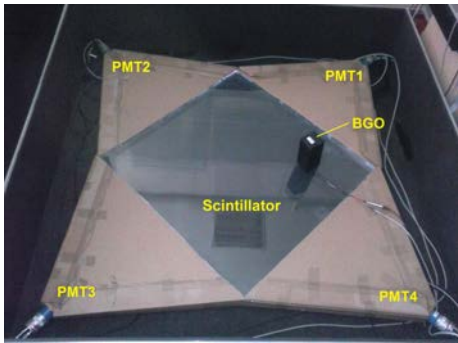


Figure 3. Main scintillator (100 cm × 100 cm × 5 cm). Four PMTs inside its pyramidal guides gather the light from lateral sides of the scintillator. The BGO inside the little black box can be moved over the scintillator surface. The BGO and three PMTs work in coincidence; thus, only the muon trajectories crossing the BGO will be detected and the amplitude of PMTs pulses will carry position information. The BGO is used to calibrate the system. The whole system is located inside a closed dark chamber.

set-up operating in quadruple coincidence selects muon trajectories crossing the BGO, which can be moved over the surface in order to calibrate a position-sensitive detection system currently under development (Fig. 3).

2.2 NIM amplification chains

NIM standardization provides users with the ability to interchange modules and the flexibility to reconfigure or expand nuclear counting systems as their counting applications change or grow. A typical configuration of a single NIM amplification chain with the main modules used in this work can be seen in Fig. 4. The detector signal is amplified by the preamplifier and amplifier, which also stretches the pulses, making the ADC conversion easier. When the signal amplitude level is between two preconfigured values, the Single Channel Analyzer (SCA) generates a pulse that triggers the ADC conversion when the ADC is working in “Coincidence mode”. The Data Acquisition System (DAS) reads and processes this value and transfers the data to the PC.

2.3 Software-coincidence Acquisition System (SAS)

A new device has been designed and built in order to acquire data from several NIM chains and perform a coincidence policy by means of real-time software, taking advantage of the characteristics of low-cost card-sized embedded-processor platforms. It is also able to store the pulse heights for each separate chain. This device has been validated for our muon detectors based on scintillators with different areas (up to 1 m²). We name this acquisition system SAS (Software-coincidence Acquisition System). Its design and implementation are described in Sect. 4.

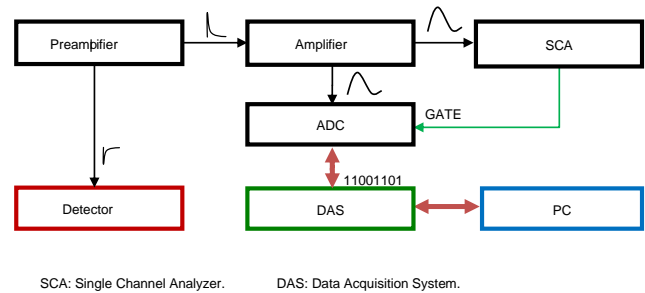


Figure 4. Data acquisition block diagram with NIM modules. ADC working in coincidence mode.

2.4 ADCs

The ADC communication protocol is not described in the NIM standard; however, several manufacturers (CANBERRA, FAST, etc.) follow the same basic protocol in their communication lines. In order to understand our software-coincidence basis, the ADC data acquisition process is briefly described below.

The ADC can work in two modes: coincidence mode (COINC) and anticoincidence mode (ANTI). When it works in COINC mode (Fig. 4), input pulse conversions must be enabled or disabled by using the GATE input signal. If the GATE input is low, conversion will not take place.

When it works in ANTI mode, the SCA is not required; the ADC performs peak detection on the signal and provides in its output this maximum as a digital value. The Lower Level Discriminator (LLD) and Upper Level Discriminator (ULD) potentiometers set the limits for the input signal amplitude to be accepted by the ADC for conversion. If an input pulse falls within these limits, the ADC starts the conversion process. When the conversion process has finished, the Data Ready (DR) signal is activated. When an error occurs in the conversion process, the Invalid (INV) line is activated, DR stays inactive and the process is aborted (this is important for the Sect. 5 discussion). After reading data, the external system (the SAS in our scenario) activates the Data Accepted (DA) line, which resets the ADC, leaving it ready for a new conversion. Once the ADC has started the conversion and up to the DA signal activation, the signal input remains disabled and therefore ignored (see Fig. 5).

As we will see in Sect. 3.2, the ADC conversion time is needed to perform the software-based coincidence detection code. In this work, the CANBERRA ADC model 8075 was used and, according to the ADC operator’s manual (CANBERRA Industries, 1983), the conversion time is given by

$$t[\mu\text{s}] = 1.5 + 0.01(N + X), \quad (1)$$

where N is the channel number (quantization) and X is a selected number for “digital offset” control.

In this work the “digital offset” control has not been used ($X = 0$) and the channel number has been fixed to $N = 1024$

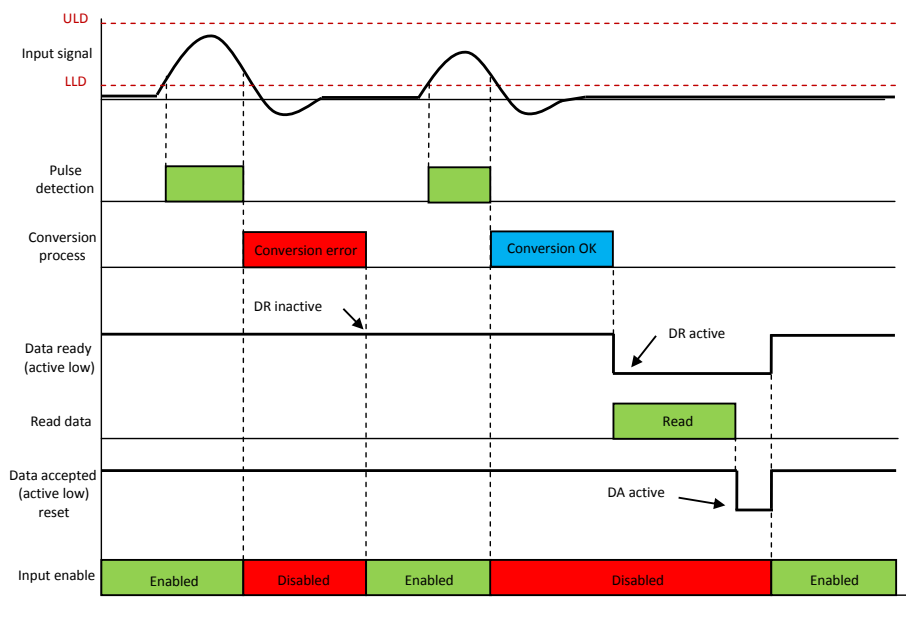


Figure 5. ADC conversion process. The ADC detects a peak when the input signal rises above the LLD threshold and below the ULD threshold. The detection process ends when the input pulse falls below 90 % of its peak amplitude. In that moment, the signal input is disabled and the conversion process starts. If an error occurs in the conversion process, the DR signal remains inactive and the input signal enabled again. If the conversion process is OK, the DR is activated, and the Data Acquisition System reads the data and activates the DA signal, which causes the DA to go to inactive and the signal input to be enabled again.



Figure 6. Block diagram used to verify the ADC conversion time. PC is only used to launch and stop SAS software.

(10 bits) because higher precision is not needed, so the conversion should always take $11.74 \mu\text{s}$.

In order to verify the time before writing the first version of the software, the conversion time with 10 bits of resolution (1024 channels) was experimentally measured with the set-up shown in Fig. 6. As can be seen, the pulse generator output is connected to both the oscilloscope and the ADC, with its output in turn connected to the SAS. When the SAS completes a single reading, it asserts the Data Ready signal. The total conversion time was determined by measuring the time difference between the pulse from the pulse generator and the pulse from the Data Ready signal.

The pulse level was adjusted to five different values between 0 and 10 V (minimum and maximum input voltage allowed) and the conversion time was measured for each of them. The results are shown in Fig. 7. As we can see, the higher the pulse height, the larger the conversion time. In this work, only minimum and maximum conversion times were needed.

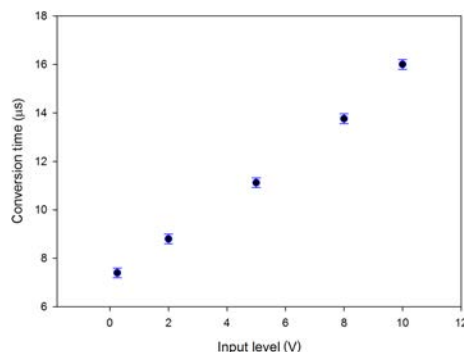


Figure 7. CANBERRA 8075 ADC conversion time. Values between 7.2 and $16 \mu\text{s}$ with an error rate of $\pm 0.2 \mu\text{s}$.

3 Coincidence

Particle detection systems are often based on multiple detection layers operating in coincidence. These coincidence-based systems may provide relevant physical information such as particle identification by the use of dE vs. dE or dE vs. E techniques (Del Peral et al., 1995) or by means of some shielding block between piled detectors (Chilingarian et al., 2009a), the particle impact point on the detector surface (Hasebe et al., 1988) and particle energy deposition in detectors or incident direction (Karapetyan et al., 2013). Moreover, coincidence systems are used in different research

Table 1. Processing time of some tasks. In bold, the task to know the status of a GPIO.

Executed tasks	Iteration number	Total time (s)	Average time per iteration (μs)
Setting value of one GPIO	10^7	34	$3.4 \mu\text{s}$
Reading only one GPIO	10^7	42	$4.2 \mu\text{s}$
Reading and writing one GPIO	10^7	87	$8.7 \mu\text{s}$
Reading and writing two GPIOs	10^7	162	$16.2 \mu\text{s}$

areas such as medical applications, quantum physics or optics (Joost and Salomon, 2015).

Relativistic particles, such as high-energy muons, require less than a few nanoseconds to go through two scintillator layers separated by 1 m (Remmen and McCreary, 2012). A coincidence in this case is therefore defined by pulses from both scintillators detected within a time window of a few nanoseconds.

3.1 Hardware coincidence

A hardware coincidence circuit is an electronic device with one output and two (or more) inputs. The output is activated only when all input signals are received within a certain time window. Figure 8 shows a typical coincidence circuit, where the output of the AND gate triggers the ADCs' conversion process. This circuit is appropriate for detecting coincidence because of its high speed of operation, since the AND gate switching time is only a few nanoseconds (Texas Instruments, 2010).

3.2 Software coincidence

We define software coincidence as the ability to detect coincidence by means of a program running in a CPU-based system. A priori, software-based real-time coincidence seems unfeasible because the CPU has to be shared with the underlying operating system. If this is a general purpose operating system, and therefore it has no real-time capabilities, it is impossible to establish deterministically whether the acquisition activities will be executed on time. Therefore, the average access time to the hardware has to be taken into account when our software is running. Commercially available embedded development platforms like that used in this work require a time in the range of microseconds to read and compare two GPIOs (see Sect. 4.2.1 for more detail). This time is several orders of magnitude longer than the time required by a relativistic muon to cross through two stacked detectors. However, if the particle flux is steady and low enough (like that of muon flux), the average time elapsed between the detection of two incident particles will be well above the software processing time, thus allowing for software coinci-

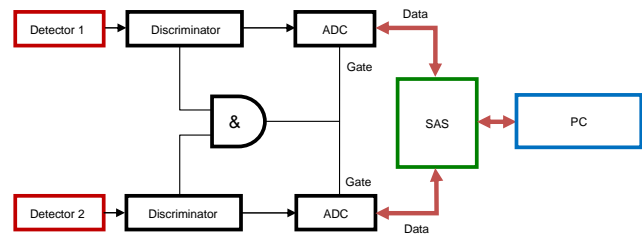


Figure 8. Hardware coincidence detector block diagram. The AND gate is the core of the circuit; its output becomes active when both inputs are activated. Here, the SAS only acquires and records data. It does not work as a coincidence system. The PC is only used to launch and stop the SAS software.

dence processing. This is the basic working principle of our new software coincidence system. As a matter of fact, the total muon flux crossing unit horizontal area from above, at sea level, is approximately one muon per minute per cm^2 and remains fairly constant over time (Grieder, 2010). Thus, one of our MD1 muon scintillators ($30 \times 30 \text{ cm}$) would detect about 15 muons s^{-1} ($900 \text{ muons min}^{-1}$). Given that our telescope is located at 708 m a.s.l. (above sea level), it will detect less than 18 muons per second (Ramesh et al., 2011), that is, on average, 1 muon every 55.6 ms, and, this period is at least 3 orders of magnitude above the software processing time ($25.2 \mu\text{s}$ in the worst case, as will be seen further on). This is the basis for demonstrating the feasibility of a software-based coincidence system for low-rate applications.

The process to determine coincidence between two pulses is as follows: the ADC starts the conversion after the leading edge of the input pulse surpasses the LLD setting. If both ADCs receive pulses in coincidence, they will start the conversion at the same time. After finishing the conversion process, each ADC activates its respective DR signals, which are detected by the SAS. This will decide whether or not coincidence has happened, depending on the time elapsed between both DR signals.

As seen in Fig. 7, conversion time depends on the pulse amplitude, so the difference between both conversion times (both DR enables) can be up to $8.8 \mu\text{s}$ ($16\text{--}7.2 \mu\text{s}$). In order to solve the coincidence problem, the software pools both DR lines continuously. When a DR goes active, the software waits enough time to be sure that the conversion of the second ADC has finished. Then, it checks the state of the second ADC DR line (DR2). If it has been activated, the software concludes that there is coincidence and the data from both ADC are recorded. After that, the software resets both ADCs sending a DA and the system is again ready for a new event. Otherwise, if DR2 is not active, the software considers that there is no coincidence and sends a DA (reset) to both ADCs without recording the data. The SAS always sends the DA to both ADC simultaneously (they are both connected at the same circuit wire) to ensure that they are always reset, and

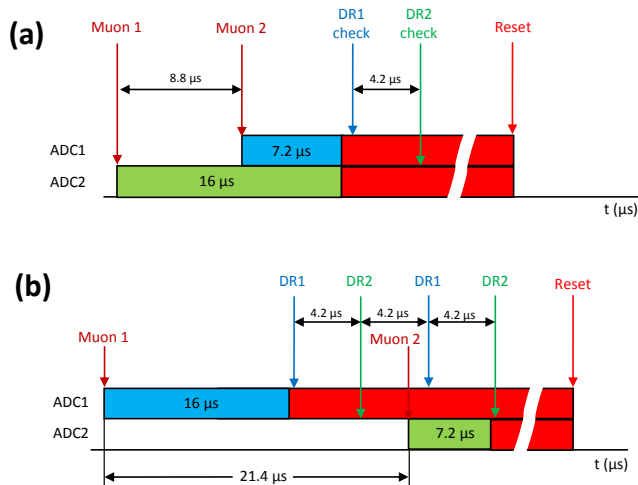


Figure 9. Different muons considered like a single particle (coincident) because of ADC conversion time (blue and green) and software checking time ($4.2 \mu\text{s}$ between DR1 and DR2). In red, the time from the ADC end of conversion to DA activation. DR1 check: ADC1 Data Ready checking instant. DR2 check: ADC2 Data Ready checking instant. (a) Muon 1 generates the maximum height pulse in ADC2 and takes the maximum conversion time, whereas muon 2 generates the minimum height pulse in ADC1 and takes the minimum conversion time. Both ADCs finish conversion at the same time and the SAS considers a single muon. (b) Muon 1: maximum conversion time in ADC1. Muon 2: minimum conversion time in ADC2. In the worst case, taking into account the checking time and the waiting time to ensure the ADC end of conversion, muon 2 can arrive up to $21.4 \mu\text{s}$ later than muon 1, and the SAS considers both muons as a single muon.

they start the waiting for a new input pulse at the same time, as suggested by Medina (1987).

Obviously, the received pulses may correspond to different muon arrivals up to $8.8 \mu\text{s}$ apart and the software could declare them coincident (Fig. 9a). Moreover, taking into account the pooling time ($4.2 \mu\text{s}$ between each DR; see Table 1 and Sect. 4.2.2 below), particles up to $21.4 \mu\text{s}$ apart (Fig. 9b) could be considered coincident. Actually, in order to guarantee that both ADC conversions have finished, our software waits $25.2 \mu\text{s}$ (see Sect. 4.2.2). However, in our muon telescope (MD1) it is highly unlikely to have two or more muon arrivals in $25.2 \mu\text{s}$ because of its steady flux with an average rate of one muon every 55.6ms . As the arrival of these particles has a random and independent behaviour, it follows a Poisson distribution, and the probability of detecting k consecutive muons in a δt time window is given by

$$P(k, \delta t) = \frac{(\lambda \delta t)^k \cdot e^{-\lambda \delta t}}{k!}, \quad (2)$$

where λ is the mean number of muons per second.

Considering $\lambda = 18 \text{ muons s}^{-1}$, $k = 2$ muons and a time window of $\delta t = 25.2 \mu\text{s}$, the probability of having two con-

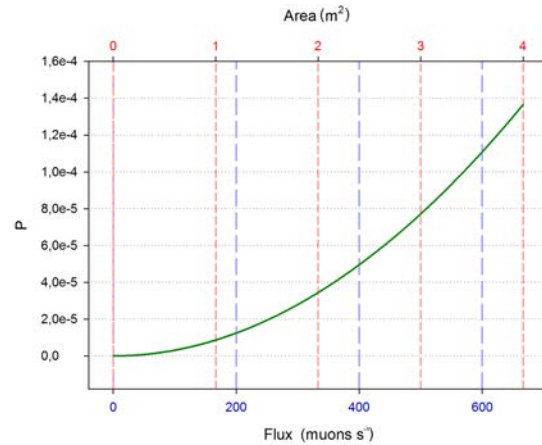


Figure 10. Poisson distribution. Probability of detecting as coincident two different muons in a period of $\delta t = 25 \mu\text{s}$ as a function of muon flux (lower axis) or scintillator area (upper axis) at sea level.

secutive muons that would be erroneously counted as coincident is $P = 1.03 \times 10^{-7}$.

Figure 10 shows the Poisson probability for $k = 2$ muons and a time window $\delta t = 25 \mu\text{s}$ according to scintillator area or muon count rate at sea level. As we can see, using scintillators with areas up to 1m^2 , the probability of taking as coincident two different muons is negligible. Thus, this software coincidence technique can be applied accepting a minimal number of errors. In order to reduce the number of wrong coincidences as much as possible, the acquisition chains must be adjusted (discrimination levels of ADC, LLD and ULD) in such a way as the particle detected is in the muon energy range, avoiding noise and other particles which would increase the total flux.

As mentioned above, the use of software coincidence is limited by the probability of false coincidence we are willing to accept. For low count rates such as those of muon ground-based detectors, our prototype can work with most available scintillators (areas up to 3m^2 with probability of false coincidence $= 1.1 \times 10^{-4}$).

4 SAS design and implementation

The design and implementation of the SAS prototype can be split into two well-differentiated parts: hardware and software.

4.1 Hardware

The hardware implementation involved, firstly, the selection of the processing platform, secondly, the design and building of the interface card and, finally, the box assembly.

Table 2. GPIOs required by the processor card to control the ADC. We need 18 lines to read data and control one ADC. Another line is needed to enable and disable the interface buffers, which has been added to protect the processor card.

Name	Acro.	No. of lines	Description
Data	D	13	Binary data value
Data Ready	DR	1	Active when conversion is complete
Invalid	INV	1	Conversion error
Overflow	OVF	1	Value exceeds ULD settings
Enable Data	ED	1	Gate the 13-bit data onto the output lines.
Data Accepted	DA	1	Acknowledgment of data acceptance. Reset the ADC.
TOTAL lines 1 ADC		18	
Line to enable interface buffers		1	
TOTAL to control 2 ADCs		37	18 + 18 + 1

4.1.1 Hardware platform

In order to minimize the time employed in design and implementation tasks, we have taken full advantage of the available commercial platform performances. Nowadays, dozens of card-sized embedded processor systems can be purchased with different input and output possibilities. Beaglebone Black (BBB) was chosen for the following reasons:

- a great number of GPIO and connection possibilities. We need 37 GPIOs in this work (Table 2);
- high processing power;
- low power consumption;
- includes a micro-SD card slot. It is used to store all processed data.

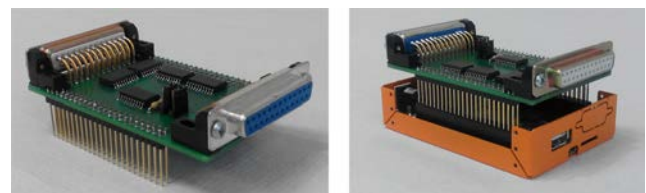
4.1.2 Interface card and box

An interface card and a box have been designed and implemented (Fig. 11) taking into account the technical specifications of BBB and its processor manufacturers (Cooley, 2014; Texas Instruments, 2013, 2014). The interface is based on the 74LVC245 tri-state transceiver (IDT, 1999), which provides electrical isolation between the BBB processor and external devices (ADCs), 3.3 to 5 V voltage level conversion and buffered signals.

4.2 SAS software

The BBB used in this work (revision B) was delivered with the Angstrom distribution of the Linux operating system. Our software has been developed in C++ and it is compiled in the BBB itself. It performs the following tasks.

- GPIO configuration. To access any external device through GPIO, it must be configured by means of a device structure system called “Device Tree”. It has its own language to describe which devices should be made available (Power.OrgTM, 2011).

**Figure 11.** Left panel: interface with two DB25 connectors. Right panel: interface mounted on the process platform (Beaglebone Black) headers.

- Enabling the transceivers of the interface after booting the system.
- Communicating with the ADCs using their protocol.
- Converting ADC binary data to their decimal value.
- Applying software-based coincidence detection.
- Storing the data on a micro-SD card with a time tag (hour, minute, second and millisecond) and number of registered data per minute.

4.2.1 Processing time

After the software development, it was necessary to know the time required to accomplish several tasks, such as reading or writing a bit in a GPIO. As we have seen in Sect. 3.2, to establish the duration of the coincidence time window (in which we consider two pulses as coincident) is a critical decision. Since it must be as short as possible, the software that verifies DR signals must also be as fast as possible. For this reason, after writing code, the execution times of the different routines were verified, revised and optimized to achieve the best results.

In order to measure the time spent on each routine, the software was adapted to make 10 million iterations of a single task. Thus, the average time of every task was estimated from the total time to run all the iterations (Table 1). In this

work, the most relevant task timings are those to get the current status of a single GPIO ($4.2\ \mu\text{s}$) and to set the value of a single GPIO ($3.4\ \mu\text{s}$).

4.2.2 Software coincidence detection

The incident particle causes simultaneous pulses in the ADC inputs and, therefore, both ADCs start the conversion simultaneously. Bearing in mind that the software checks DR1 and DR2 sequentially in this order, if DR1 is active and DR2 is inactive in the first checking (Fig. 12a), the minimum waiting time to guarantee ADC2 end conversion (DR2 active) is $4.2\ \mu\text{s}$, which means another checking of both DR ($8.4\ \mu\text{s}$). Otherwise, if DR2 is active and DR1 is inactive in the first checking (Fig. 12b), the minimum waiting time to ADC1 end conversion is $8.8\ \mu\text{s}$; therefore, the software must wait to check both DRs twice ($16.8\ \mu\text{s}$).

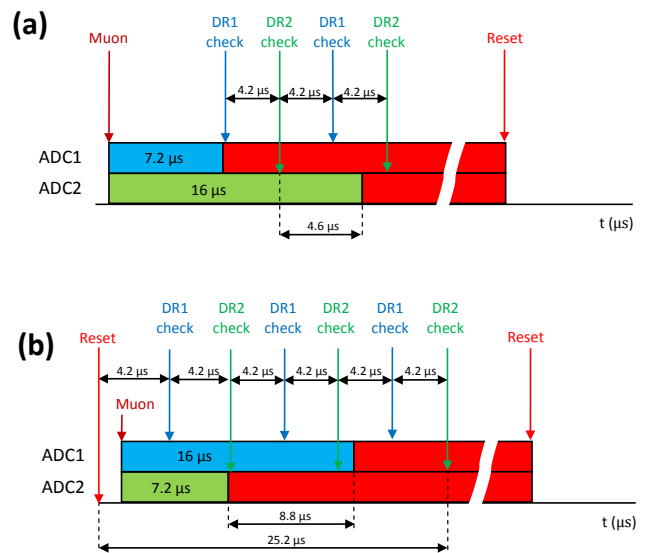
Consequently, in order to guarantee that both ADC conversions have finished, the software pools the state of both ADC DR lines three times after each reset, which takes it $25.2\ \mu\text{s}$. The software considers their state only the third time; if one or both are inactive, it sends the DA signal to reset both ADCs and start the cycle again (there is no coincidence). Otherwise, if both DR lines are active, a coincidence has been detected and the data are then stored before resetting both ADCs. This process is repeated over and over again.

5 SAS experimental validation

To validate the SAS reliability and proper functioning, several data acquisition experiments with the MD1 muon telescope (see Sect. 2.1) were performed. Both, hardware and software coincidence configurations, were simultaneously tested and their results were compared.

Figure 13 shows the experimental set-up operating in hardware (blue background block) and software coincidence (red background block) simultaneously. In hardware coincidence, the SAS is used to store data, so it does not work as a coincidence detector module, and that is the reason why its software has been slightly simplified; it waits for the activation of both DR signals to read and store data, and then resets the ADCs.

The software coincidence block shows how this configuration is significantly simpler than the one based on hardware coincidence, saving three modules: two SCAs and one coincidence detector module (yellow modules in Fig. 13). Moreover, the SAS has the capability of storing and transferring data to a PC, avoiding the use of an interface module. From an economical point of view, the total cost of those four NIM modules is well above EUR 6000 (only one SCA module costs more than EUR 1600), and the SAS implementation components have a cost of less than EUR 150. So, we can say that the SAS, working in software coincidence, reduces the costs of the laboratory equipment replaced by a factor of 40.



DR1 check: ADC1 Data Ready checking instant. DR2 check: ADC2 Data Ready checking instant. In red, time from ADC end of conversion to DA (reset) activation.

Figure 12. Coincidence evaluation. Maximum and minimum conversion times and waiting time to ensure ADC conversion. (a) ADC1 minimum conversion time and ADC2 maximum conversion time. (b) ADC2 minimum conversion time and ADC1 maximum conversion time. In the worst case, after detecting the first ADC end of conversion (b), the SAS must wait to check the DR signal another two times (every time takes $8.4\ \mu\text{s}$) in order to always ensure the second ADC end of conversion.

To make comparisons between both types of coincidence detection systems, we acquired data during 1 day with the experimental set-up shown in Fig. 13. Obviously, the data registered by both software and hardware coincidence chains should be identical. Figure 14 shows the corresponding histograms produced, which are nearly identical, showing only a minor difference in the total amount of data acquired by both systems (0.05 %).

Although this difference may be considered negligible, further tests were performed in order to find out the origin of this discrepancy. Sometimes, the ADC conversion process produces errors and conversion is aborted (see Sect. 2.4). In these cases, the DR signal is not generated and the INV signal activated, which causes data not to be registered. An ad hoc code was written to register the INV signal and several samples were taken and analysed. As can be seen in Fig. 15, an error causes the INV activation in the hardware coincidence chain. However, the software coincidence prototype stores the correct value because its ADCs have not produced conversion errors. In normal operation, these hardware coincidence data would not be registered and, as a result, the total amount of hardware coincidence data would be lower than the one registered with software coincidence. That is the origin of the small difference between the histograms corresponding to hardware and software coincidence shown in

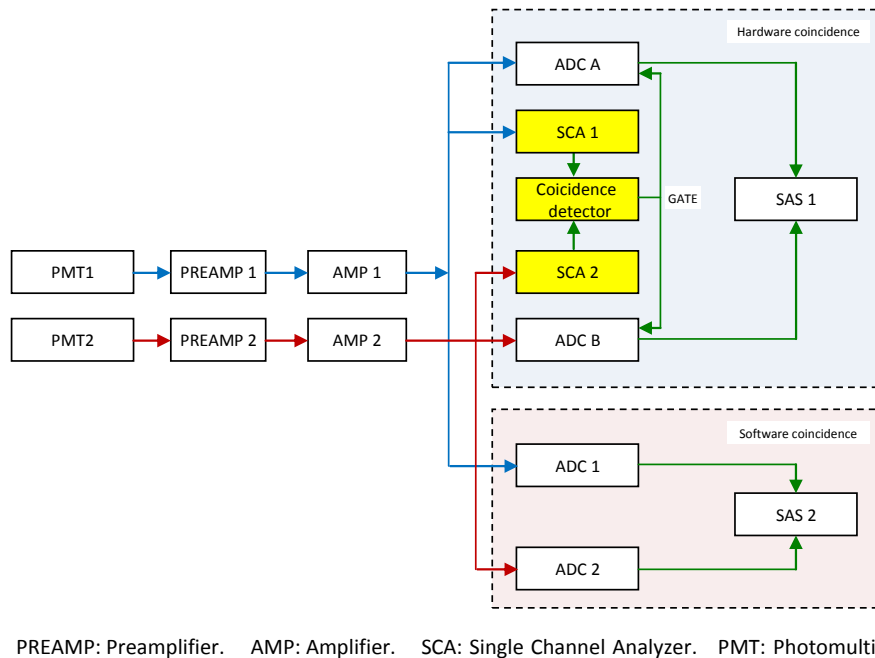


Figure 13. Schematic set-up for the hardware coincidence and software coincidence results comparison. The same analogue signals detected by PMT1 and PMT2 are introduced into both hardware coincidence and software coincidence chains. Working in hardware coincidence, SAS 1 only stores data from both chains. Working in software coincidence, SAS 2 detects coincidence and stores data. We can see in yellow the unnecessary modules when SAS is working in software coincidence.

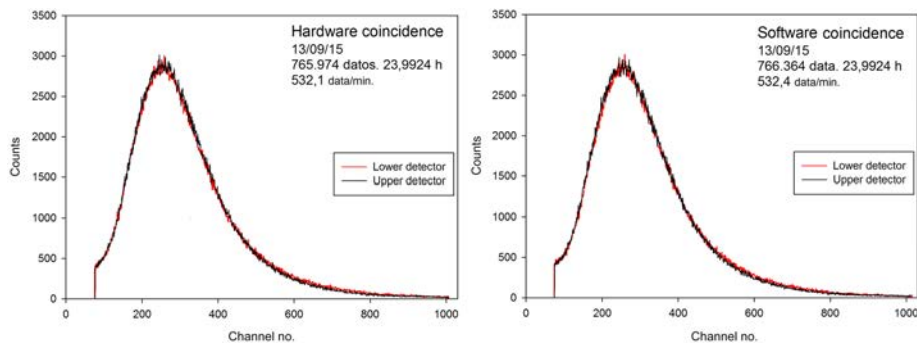


Figure 14. Comparative tests between data acquired with hardware (left panel) and software (right panel) coincidence by the muon telescope (MD1). Black and red lines correspond to the histogram of upper and lower detectors, respectively.

Fig. 14. Therefore, seeing that the rest of the data are similar in time and amplitude values, we conclude that under the experimental conditions used in this work, both kinds of coincidence detection systems (hardware and software) produce equivalent results.

6 Applications

The software-based coincidence system presented in this work is an effective low-cost replacement for conventional hardware coincidence, valid for low-rate experimental particle detection systems (up to 500 muons s^{-1} or up to 3 m^{-2} scintillator area at sea level, using our prototype, with proba-

bility of false coincidence = 1.1×10^{-4}). In this section two examples of specific scientific applications are provided. In the first one, using software coincidence counting greatly reduces the chance of a signal being caused by an event other than the passage of an energetic muon (Ramesh et al., 2011). In the second one, software coincidence is applied to ensure the pulses collected by the PMTs every time correspond to the same passing muon through a small scintillator area.

Hardware coincidence					Software coincidence			
ADC A	ADC B	INV A	INV B	dt	dt	ADC 1	ADC 2	
274	199	0	0	10	10	275	198	
593	209	0	0	268	268	597	209	
377	538	0	0	128	128	379	539	
475	8191	0	1	159	160	478	270	
217	285	0	0	2	1	218	285	
350	301	0	0	2	2	352	301	
125	277	0	0	91	91	125	277	
286	222	0	0	15	15	287	221	
327	250	0	0	13	13	328	249	
346	227	0	0	24	24	347	226	
335	596	0	0	4	5	337	598	
383	276	0	0	61	60	385	276	

ADC A & ADC B: Data from both ADCs in hardware coincidence. Range: 0–1023
 ADC 1 & ADC 2: Data from both ADCs in software coincidence. Range: 0–1023
 INV A & INV B: Invalid signal. 1 = active (conversion process error).
 dt: time elapsed from previous event in ms.

Figure 15. Data analysis. We can see the same data acquired in hardware coincidence and software coincidence columns, with an insignificant difference between values, which is due to ADC conversion. Sometimes, a conversion error is produced in an ADC, the invalid line is activated and the ADC data are out of range. That is what happens in the fourth row. In yellow, the invalid i2 activated (1) and the ADC2 data value (out of range = 8191). These are not valid data. Although the hardware has detected the coincidence, these data are not registered in the normal acquisition process because the Data Ready signal is not activated. In this fragment there would be one less data in hardware coincidence. This situation is inherent to ADC's operation, and it has nothing to do with hardware or software coincidence.

6.1 Monitoring solar activity with ground-based cosmic ray counters

The muon telescope used in this application (MD1) is installed in the facilities of the Castilla-La Mancha Neutron Monitor (CaLMa) (Medina et al., 2013; Blanco et al., 2015; García-Población et al., 2014). The MD1 and the neutron monitor are located in the same room and their measurements can be directly compared. Neutrons and muons observed at ground level are secondary particles produced by collisions between cosmic rays and atmospheric atoms. The cosmic ray (protons) energy threshold to produce neutrons detected by CaLMa is above 7 GeV because of the geomagnetic location of this neutron monitor, while the energy threshold of primary cosmic rays rises up to higher than 10 GeV for muon production (Duldig, 2000). Transient interplanetary disturbances associated with solar activity may cause decreases in both the neutron and muon count rates observed on the Earth's surface, in an event known as Forbush decrease (Forbush, 1938). In order to observe these cosmic ray flux variations, the effect atmospheric pressure variations must be removed from the data using a correction procedure (see e.g. Paschalis et al., 2013, and references therein).

Figure 16 shows pressure-corrected muon and neutron count rates and plasma and interplanetary magnetic field measurements during a Forbush decrease detected by CaLMa

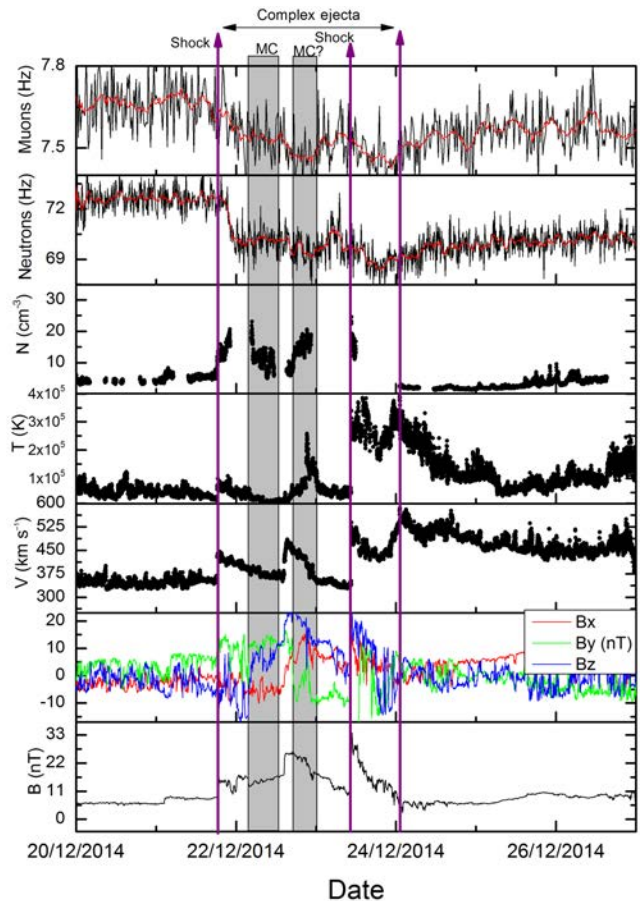


Figure 16. From top to bottom, muon count rate (black line) and smoothed count rate (red line), neutron count rate (black line) and smoothed count rate (red line), solar wind density, solar wind temperature, solar wind speed, interplanetary magnetic field components and magnetic field intensity. “Complex ejecta” refers to a complex solar wind structure composed of different interacting structures like shocks, ICMEs and interaction regions. The vertical purple lines mark the interplanetary shock positions and the ejecta's limits.

on 21 December 2014. The count rate in CaLMa decreased by 6% with respect to the previous neutron count rate (72.62 Hz on average). This decrease was also observed by the muon telescope, working in software coincidence, as a reduction in the steady muon count rate of about 3% (7.66 Hz on average). As can be observed in Fig. 16, a sharp decrease is observed in CaLMa after an interplanetary shock passage that marks the arrival of complex interplanetary ejecta (21 December 2014, 18:00 UTC). These complex ejecta seem to be composed of two consecutive interplanetary coronal mass ejections (ICMEs) and comprise a second interplanetary shock probably related to a compression region created by a fast solar wind stream following the ejecta. The first ICME is listed in the Richardson and Cane ICME list (<http://www.srl.caltech.edu/ACE/ASC/DATA/level3/icmetable2.htm>) with limits between 22 De-

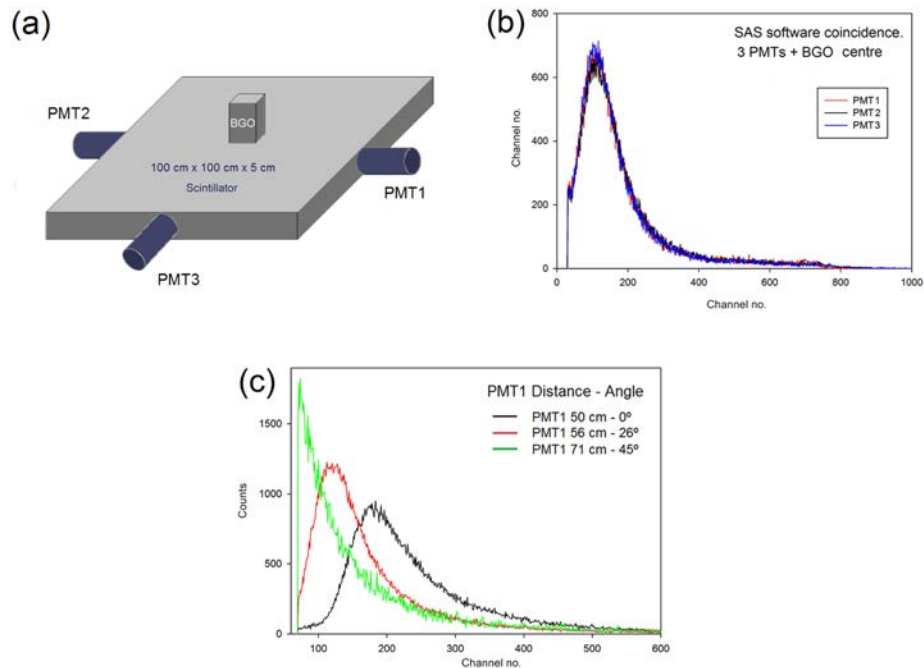


Figure 17. Software coincidence with four PMTs (MD2), three of them placed in the sides of a $100\text{ cm} \times 100\text{ cm} \times 5\text{ cm}$ scintillator. The fourth one is set with a $6\text{ cm} \times 2\text{ cm}$ bismuth germanate scintillator (BGO). Coincident particle tracks pass through a relatively small region of the large scintillator, just under the BGO. When moving the BGO through the big scintillator surface, the histograms shift depending on the distance and the angle formed by the PMT axis and the line between the PMT and scintillator impact place. (a) Configuration sketch with the BGO in the centre of the big scintillator, (b) result histograms of the upper-left configuration and (c) result histograms with different distances and angles.

ember 2014 04:00 and 17:00 UTC, including a smooth magnetic field rotation and low and stable solar wind temperature, as can be expected when a well-developed magnetic cloud is observed in the solar wind (first shadowed region in Fig. 16). A second rotation in magnetic field components is observed between 22 December 1014 17:00 UTC and 23 December 2014 (second shadowed region in Fig. 16), suggesting the presence of a second ICME; however, solar wind properties show less clear signatures (Hidalgo et al., 2013).

The good agreement between the muon and neutron data, presented in Fig. 16, validates the software-based coincidence system used to acquire the muon data. Both of them show a clear response to the passage of interplanetary disturbances. The difference in their count rate decreases observed by both instruments in shape (faster, sharper and deeper decrease in CaLMA) and in magnitude is likely related to the different energy of the primary cosmic ray producing the secondary neutrons and muons observed at ground level, as could be expected when the primary cosmic ray energy threshold for CaLMA (neutrons mainly) is about 7 GeV and, for the muon telescope, about 10 GeV.

6.2 Position-sensitive muon detector

In this experiment we used our software-based coincidence system to acquire data from a prototype of a position-

sensitive muon detector (MD2; see Sect. 2.1). The experimental set-up uses four PMTs operating in software coincidence. Three of them were placed attached to the sides of a plastic scintillator. The fourth PMT was placed inside an opaque box, gathering the light emitted by a small BGO scintillator (see Fig. 17a). The BGO can be moved horizontally in order to select only muon trajectories crossing a certain spot over the surface of the plastic scintillator.

The signal generated by each PMT was amplified and injected into an ADC to carry out its conversion. The four ADCs were connected to our prototype in order to detect coincidence and to record the pulse heights (see the block diagram in Fig. 18). The BGO was located in different positions on the big scintillator surface and corresponding data were acquired and registered.

Figure 17b shows the pulse-height distribution registered by the three lateral PMTs (labelled 1, 2 and 3 in the figure) when the BGO is located over the centre of the plastic scintillator. In this case, the three PMTs observed identical distributions.

Figure 17c shows the pulse-height distribution corresponding to PMT 1 obtained for three different locations of the BGO. As expected, the distribution is shifted towards larger pulse heights when the BGO is located closer to the PMT. The combined pulse height information from PMTs 1,

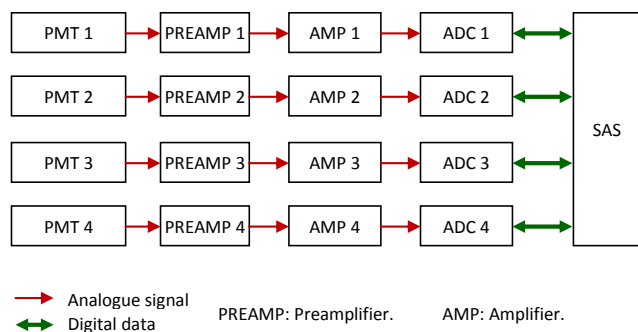


Figure 18. NIM modules and SAS interconnection block diagram working in software coincidence with four detection chains. The signal from each PMT is amplified by a preamplifier and an amplifier in order to get the appropriate ADC input level. SAS detects coincidence and registers data.

2 and 3 can be used to reconstruct the location of the particle track.

Obviously, this practical application could be carried out with hardware coincidence, but we take advantage of the easier adjustment, simpler connection and lower cost of our software coincidence. The final configuration of this application is now under development.

7 Conclusions

A software-coincidence acquisition system (SAS) capable of detecting coincidence by using software and based on a low-cost development platform has been implemented and tested. It works autonomously (i.e. without a dedicated computer), recording data on a micro-SD card and transferring them to a PC through USB or Ethernet connections. In order to evaluate the SAS operation in software coincidence in comparison with that of hardware coincidence, several tests have been carried out, acquiring and recording data from both coincidence methods simultaneously. The results make it evident that software coincidence is as effective as hardware coincidence with a low flux of particles like that of a cosmic ray ground-based muon telescope (scintillator areas up to 3 m²).

Furthermore, our software coincidence system has been tested in two different experimental set-ups for cosmic ray muon detection: a two-element muon telescope, requiring single coincidence, and a position-sensitive muon detector requiring quadruple coincidence. The results were entirely satisfactory. The first device clearly observed a cosmic ray Forbush decrease, confirmed using neutron monitor data and well correlated with the passage of an interplanetary disturbance. The second device was able to record different PMT pulse levels, depending on the location of the incident muon tracks.

This system provides a reliable and low-cost replacement for hardware-based coincidence system modules over 40 times its value.

8 Data availability

All experimental data used have been deposited in a reliable public repository (doi:10.5281/zenodo.154682).

Public data used in Fig. 16: <http://www.nmdb.eu/nest/search.php> and http://cdaweb.sci.gsfc.nasa.gov/istp_public/ (satellite: ACE. Options: AC_H0_SWE, AC_H1_MFI).

Acknowledgements. This work has been partially supported by the University of Alcalá through project CCG2014/EXP-013 and by the Ministerio de Ciencia y Tecnología through project ESP2013-48346-C2-1-R.

We would like to thank José Salvador Pérez Bachiller, who helped us in the SAS box mechanical design, machining and assembly.

Edited by: L. Eppelbaum

Reviewed by: two anonymous referees

References

- Blanco, J. J., Medina, J., García-Población, O., Gomez-Herrero, R., García-Tejedor, I., Ayuso, S., and Catalán, E. J.: CaLMA neutron monitor: current status, first observations and future improvements, *J. Phys.*, 632, 012052, doi:10.1088/1742-6596/632/1/012052, 2015.
- Brancaccio, F., Silva Dias, M., and Toledo, F.: Development of an analysis methodology applied to $4\pi\beta - \gamma$ software coincidence data acquisition system, *International Nuclear Atlantic Conference – INAC*, 27 September–2 October 2009, Rio de Janeiro, Brazil, 2009.
- CANBERRA Industries: Inc. Model 8075, Analog-to-Digital Converter, Operator's manual, Canberra Industries Inc. Meriden, Connecticut, USA, November 1983.
- Cecchini, S. and Spurio, M.: Atmospheric muons: experimental aspects, *Geosci. Instrum. Method. Data Syst.*, 1, 185–196, doi:10.5194/gi-1-185-2012, 2012.
- Chilingarian, A., Angelov, C., Arakelyan, K., Arsov, T., Avakyan, K., Chilingarian, S., Hovhannisyanyan, A., Hovsepian, G., Hrzina, D., Hovhannisyanyan, T., Maricic, D., Nishev, A., Tchorbadjieff, A., Kalapov, I., Karapetyan, T., Kozliner, L., Mailyan, B., Reymers, A., Romstajnyan, I., Rosa, D., Stamenov, J., Tserunyan, S., and Yeghikyan, A.: New Particle Detector Network for Solar Physics and Space Weather research, *Proceedings of the 31st ICRC*, Lodz, 2009a.
- Chilingarian, A., Hovsepian, G., Arakelyan, K., Chilingaryan, S., Danielyan, V., Avakyan, K., Yeghikyan, A., Reymers, A., and Tserunyan, S.: Space Environmental Viewing and Analysis Network (SEVAN), *Earth Moon Planet*, 104, 195–210, 2009b.
- Coley, G.: Beaglebone Black system reference manual, Rev B. Ref. BBONEBLK_SRM, Beagleboard.org Foundation, Ockland Twp, Pennsylvania, USA, <https://github.com/CircuitCo/>

- BeagleBone-Black/blob/rev_b/BBB_SRM.pdf?raw=true (last access: 17 September 2016), 20 January 2014.
- Del Peral, L., Medina, J., Sanchez, S., Bronchalo, E., Rodriguez-Pacheco, J., Sequeiros, J., and Meziat, D.: Detector system for low-energy cosmic ions study, *Nucl. Instrum. Meth. Phys. Res. A*, 354, 539–546, 1995.
- Duldig, M. L.: Muon observations, *Space Sci. Rev.*, 93, 207–226, 2000.
- Forbush, S. E.: On world-wide changes in cosmic ray intensity, *Phys. Rev.*, 54, 975–988, 1938.
- García-Población, O., Blanco, J. J., Gómez-Herrero, R., Steigies, C. T., Medina, J., Tejedor, I. G., and Sánchez, S.: Embedded Data Acquisition System for Neutron Monitors, *J. Instrum.*, 9, T08002, doi:10.1088/1748-0221/9/08/T08002, 2014.
- Goddard Space Flight Center, Space Physics Data Facility: Coordinated Data Analysis Web, http://cdaweb.sci.gsfc.nasa.gov/istp_public/, last access: 23 September 2016.
- Griener, P. K. F.: *Extensive Air Showers*, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 2010.
- Hasebe, N., Ezawa, Y., and Yoshii, H.: Charge waveform of a new two-dimensional position-sensitive silicon detector, *Jpn. J. Appl. Phys.*, 27, 816–820, 1988.
- Havelka, M., Auerbach, P., and Sochorová, J.: Software coincidence counting, *Appl. Radiat. Isot.*, 56, 265–268, 2002.
- Hidalgo, M. A., Nieves-Chinchilla, T., and Blanco, J. J.: On the Flux-Rope Topology of Ejecta Observed in the Period 1997–2006, *Sol. Phys.*, 284, 151–166, 2013.
- IDT – Integrated Device Technology: Inc. IDT74LVC245A 3.3V CMOS octal bus transceiver with 3-state Output and 5 V tolerant, Datasheet, http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/idt/74LVC245A_DS_91896.pdf (last access: 17 September 2016), April 1999.
- Joost, R. and Salomon, R.: CDL, a precise, low-cost coincidence detector latch, *Electronics*, 4, 1018–1032, 2015.
- Karapetyan, G., Ganeva, M., and Hippler, R.: Directional sensitivity of MuSTAnG muon telescope, *J. Space Weather Space Clim.*, 3, A16, doi:10.1051/swsc/2013040, 2013.
- Medina, J., Sequeiros, J., and Henrion, J.: HP-NIM data acquisition system, *Nucl. Instrum. Meth. A*, 257, 321–324, 1987.
- Medina, J., Blanco, J. J., García, O., Gómez-Herrero, R., Catalán, E. J., García I., Hidalgo, M. A., Meziat, D., Prieto, M., Rodríguez-Pacheco, J., and Sanchez, S.: Castilla-La Mancha neutron monitor, *Nucl. Instrum. Meth. A*, 727, 97–103, 2013.
- Müller-Mellin, R., Kunow, H., Fleixner, V., Pehlke, E., Rode, E., Röschmann, N., Scharmberg, C., Sierks, H., Rusznayak, P., Mckenna-Lawlor, S., Elendt, I., Sequeiros, J., Meziat, D., Sanchez, S., Medina, J., Del Peral, L., Witte, M., Marsden, R., and Henrion, J.: COSTEP-Comprehensive Suprathermal and Energetic Particle Analyzer, *Sol. Phys.*, 162, 483–504, 1995.
- Neutron Monitor Database: <http://www.nmdb.eu/nest/search.php>, last access: 23 September 2016.
- Paschalis, P., Mavromichalaki, H., Yanke, V., Belov, V., Eroshenco, E., Gerontidou, M., and Koutroumpi, I.: Online application for the barometric coefficient calculation of the NMDB stations, *New Astron.*, 19, 10–18, 2013.
- Philips: Philips Electronic Tube Handbook, part 6: devices for nuclear equipment, 53AVP data sheet, <https://frank.pocnet.net/sheets/030/5/53AVP.pdf> (last access: 17 September 2016), March 1959.
- Power OrgTM: Standard for embedded power architectureTM platform requirements (ePAPR), https://www.power.org/download_file.php?file=7920 (last access: 17 September 2016), April 2011.
- Ramesh, N., Hawron, M., Martin, C., and Bachri, A.: Flux variation of cosmic muons, *J. Arkansas Acad. Sci.*, 65, 1–6, 2011.
- Remmen, G. and McCreary, E.: Measurement of the Speed and Energy Distribution of Cosmic Ray Muons, *J. Undergrad. Res. Phys.*, 25, MS138, 2012.
- Texas Instruments: Quadruple 2-input positive-and gate, Data sheet, Ref. SCAS283Q, <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74lvc08a.pdf> (last access: 17 September 2016), Rev. October 2010.
- Texas Instruments: AM335x ARM[®] CortexTM-A8 Microprocessors (MPUs) Technical reference manual, Ref. SPRUH73H, October 2011, http://phytec.com/wiki/images/7/72/AM335x_techincal_reference_manual.pdf (last access: 17 September 2016), Rev. April 2013.
- Texas Instruments: Beaglebone Black schematic sheet, Ref. 450-5500-001, https://beagleboard.org/static/beaglebone/BEAGLEBONE_SCHEM_A3.pdf (last access: 17 September 2016), January 2014.
- US NIM Committee: Standard NIM instrumentation system, DOE/ER-0457T, Rev. 5, <http://www.osti.gov/scitech/servlets/purl/7120327> (last access: 17 September 2016), USA, 1978.
- Zenodo: <https://zenodo.org/record/154682#.V-Uh703r2e9>, doi:10.5281/zenodo.154682, last access: 23 September 2016.

Capítulo 4

MITO: Telescopio de muones direccional

En el presente capítulo se incluye el segundo artículo publicado. En líneas generales, se podría describir como el resumen de esta tesis, ya que, en mayor o menor profundidad, trata desde la hipótesis de partida y su viabilidad hasta el diseño del primer prototipo con el análisis de datos preliminares. Como es natural, en aras de la claridad y concisión que un artículo requiere, no se entra en detalles que sí se considera necesario abordar en el cuerpo de la tesis. Por ello, en el capítulo 5 y en los anexos, se aporta información adicional que amplía y complementa la contenida en el artículo (sección 4.1).

4.1 Artículo 2: “MITO: A new directional muon telescope”

Este artículo fue publicado en la revista “*Journal of Space Weather and Space Climate*” el 12 de febrero de 2021. Esta revista tuvo un factor de impacto (JIF) en 2020 de 3,584 y está situada en el segundo cuartil (Q2) en el área de “*Astronomy and Astrophysics*” según *Journal Citations Reports*, y en el mismo cuartil en el área de “*Space and Planetary Science*” según *Scimago*.

Esta publicación expone de forma resumida el tema objeto fundamental de esta tesis. Valida la hipótesis de partida, mostrando mediante simulación que es posible obtener información del punto de impacto del muon a partir de la luz recolectada de las caras laterales del centellador. Muestra el diseño del primer prototipo de MITO, con los dos módulos de procesamiento de señal empleados (SAS y ARACNE), sus ajustes y sus capacidades para medida de flujo de muones, medida de altura de pulsos, registro de datos y comunicación remota. Compara sus características con otros telescopios direccionales de muones de la GMDN, mostrando que con unas dimensiones y costes muy inferiores consigue prestaciones comparables. Finalmente, presenta un ejemplo de los datos preliminares obtenidos con MITO en la Antártida.

MITO: a new directional muon telescope

Sindulfo Ayuso^{1,2,*}, Juan José Blanco^{1,2}, Juan Ignacio García Tejedor^{1,3}, Raúl Gómez Herrero^{1,2}, Iván Vrublevskyy¹, Óscar García Población^{1,3}, and José Medina²

¹ Castilla-La Mancha Neutron Monitor, Space Research Group, Parque Científico y Tecnológico de Castilla-La Mancha, Avda. Buendía, 11, 19005 Guadalajara, Spain

² Department of Physics and Mathematics, Space Research Group, Universidad de Alcalá, Ctra. Madrid-Barcelona km 33,6, 28871 Alcalá de Henares, Spain

³ Department of Computing Engineering, Space Research Group, Universidad de Alcalá, Ctra. Madrid-Barcelona km 33,6, 28871 Alcalá de Henares, Spain

Received 1 June 2020 / Accepted 24 December 2020

Abstract—Muon telescopes are instruments devoted to the observation of muons. They are produced in the atmosphere by means of the interaction of cosmic ray and solar energetic particles with atmospheric nuclei. Muons, as cosmic rays that produce them, present non uniform arrival directions and temporal variations at ground level and, along certain observation directions, could forecast the arrival of interplanetary coronal mass ejections (ICMEs) at the Earth, even earlier than neutron monitors. However, multidirectional muon telescopes are not easily affordable because of their complexity, size and cost. In this work, we present the muon impact tracer and observer (MITO) design concept. It is composed of only two stacked scintillators (1 m²) with an optional lead layer that allows the filtering of unwanted particles depending on the type of application. In the case presented here, a 10 cm lead layer corresponding to the lead of a 3NM64 neutron monitor around which MITO has been built. Eight photomultipliers (PMTs) gather the light emerging from the four lateral sides of the scintillators. MITO has been conceived not only to achieve muon flux registering, but also to register muon arrival directions through the capture and analysis of multiple PMT pulse height data. The number of scintillators and electronic components is reduced, simplifying its design and construction and reducing complexity, volume, weight, power consumption and cost, and thus, achieving a reasonable performance-cost ratio in comparison to other directional telescopes based on two-layer matrices. The first prototype was shipped from Spain to Antarctica where it is now recording data. Some preliminary results are also presented.

Keywords: cosmic ray / instrumentation / muon telescope

1 Introduction

Cosmic rays (CR) are energetic particles that constantly hit the Earth's atmosphere, being source of a background ionizing radiation. As these particles travel the heliosphere, they are modulated by different disturbances generated at the Sun, like coronal mass ejections (CMEs) and shock waves (Cane et al., 2000; Blanco et al., 2013a). CR are of great interest from a space-weather perspective for several reasons. First, they travel at nearly the speed of light, much faster than solar disturbances like shocks or CMEs, making it possible to provide advance warning of a disturbance approaching Earth. Second, they have large *mean free paths* of the *pitch-angle scattering*. This is important because precursory signatures of an approaching disturbance are wiped out by the scattering after the particles

have traveled beyond a *mean free path*. Thirdly, the Larmor radii of cosmic rays in the interplanetary magnetic field (IMF) are larger than the size of Earth's magnetosphere, but smaller than the typical scale size of disturbances. The energy of cosmic rays at which ground based muon telescopes have significant response is from approximately 10 GeV to several hundred GeV, being the highest about 50 GeV. This range of 10–100 GeV corresponds to a Larmor radii of 0.04–0.44 AU when assuming an interplanetary magnetic field of 5 nT. This is significant because it implies that the kinetic anisotropy and gradient of arriving secondary muons mainly reflect the structure of the disturbance of this scale range (da Silva et al., 2004).

Most of the CR energy reaches the Earth's surface in the form of kinetic energy of relativistic muons, which are secondary products of interactions between highly energetic CR and nuclei of atmospheric particles (Cecchini & Spurio, 2012).

*Corresponding author: sindulfo.ayuso@edu.uah.es

Muons (μ^- and μ^+) are particles belonging to the lepton family and they have the same charge (negative and positive, respectively) as that of an electron and 207 times its mass. Due to its electric charge, muons can be easily detected by means of scintillators, being the most numerous charged particles at sea level. The mean energy of muons at ground is ≈ 4 GeV and their overall angular distribution (muons $\text{m}^{-2} \text{sr}^{-1}$) as a function of zenith angle θ is $\approx \cos^2\theta$ for those with energy $E_\mu \approx 3$ GeV (Tanabashi et al., 2018).

Both neutron monitors and muon telescopes are very useful in the space weather forecasting, either by analyzing the count rate or by studying anisotropies obtained with directional muon telescopes. Therefore, the data provided by the Neutron Monitor Data Base (NMDB) and the Global Muon Detector Network (GMDN) are really helpful in space weather forecasts (Mavromichalaki et al., 2004; Rockenbach et al., 2014). Muon observations are complementary to neutron monitor studies. Neutron monitor observations extend from the lowest energies, accessible to ground based observation, up to approximately 50 GeV, while muon observations have significant responses from approximately 10 GeV to several hundred GeV (Duldig, 2000).

Variations, both in the neutron monitors and muon telescopes counting rates, can be proxies of changes in the propagation conditions of cosmic rays through the heliosphere. For instance, the depth and duration of decreases in counting rates known as Forbush decreases can be related to the velocity of ICMEs and driven shocks, the intensity of their magnetic field and deceleration of ICME (Blanco et al., 2013a, b).

An important aspect of space weather prediction is the determination of whether or not an interplanetary shock is headed toward the Earth and at approximately what time its impact is expected. While the relationship between coronal mass ejections (CMEs) and Forbush decreases in Galactic cosmic rays is now well established (Cane, 2000), it is less generally recognized that cosmic-ray decreases are often accompanied by strong enhancements of the cosmic-ray anisotropy. On the other hand, ground-based observations of cosmic rays by neutron monitors and muon detectors have found precursory anisotropies, loss cone precursors (Munakata et al., 2005), before the arrival of an interplanetary shock and subsequent Forbush decrease, possibly providing an advance warning of space weather effects on shock impact at the Earth's magnetosphere. Surprisingly, muon detectors observe precursors earlier than neutron monitors (Leerunnavarat et al., 2003). This is due to the fact that muon detectors respond to higher energy cosmic rays (greater than 50 GeV) than neutron monitors (about 10 GeV) (Munakata et al., 2000).

Muon tracking has traditionally been performed using coincidence in multiple detectors laid out in a two layer matrix with a lead layer between them to filter out lower energy particles. For instance, the Nagoya (Japan), Hobart (Australia) and Sao Martinho da Serra (Brasil) multi-directional muon telescopes are similar (with layers separated 1.73 m) except for the number of individual detectors (1 m^2 scintillators) on each horizontal layer. There are 6×6 in the first, 4×4 in the second and 4×9 individual detectors in the third. On the other hand, the Kuwait telescope is composed of four 5×5 m layers (0.8 m apart) of cylindrical proportional counter tubes below a lead layer (Mendonça et al., 2019). When a coincidence is registered between two detectors, one at each layer, the trajectory

of a particle can be determined. Due to simple geometric reasons, the angular resolution depends on the size of each individual detector and the distance between layers. Thus, the angular resolution increases as the size of detectors decreases and/or the distance between layers increases. On the other hand, traditional muon telescopes have large sizes in order to obtain high statistics allowing the recording of small variations in muon flux. Table 1 shows a comparison between MITO and other directional muon telescopes in terms of main elements used: volume, angle of view, detection area and counting rate.

Regarding the techniques used for the detection of coincidences in most of multidirectional telescopes, both hardware and software approaches (Ayuso et al., 2016) are widely used with different purposes such as reducing noise; getting directional information (Karapetyan et al., 2013); reducing the probability of a measurement being triggered by independent, unrelated particles; lessening the probability of independent random background events or identifying energetic particles in multi-element particle telescopes (Müller-Mellin et al., 1995).

Traditional particle detection systems make use of dedicated hardware to process data and get instant information. When real-time operation is not required, alternative approaches based on the analysis of recorded pulse information can be used (Havelka et al., 2002). These systems are based on the registration of pulse properties (e.g. amplitude voltages) and their corresponding accurate timestamps. The recorded data are then processed by software in order to obtain the coincidence counting rates, particles trajectory and any other relevant information.

In this work, we present MITO (muon impact and trace observer), an affordable directional muon telescope, made up of two 1 m^2 scintillators, which is able to provide counting rates. Furthermore, it uses coincidence techniques to identify the passage of each muon through the scintillators, pulse height comparison techniques to determine the point of impact in each scintillator and, from them, the particle trajectory. This muon telescope is a complement to neutron monitors, being able to obtain anisotropies of muon flux and, therefore, anticipating the arrival of certain solar events on Earth. The main purpose of this paper is to illustrate the instrument concept and its capabilities. We are currently working in the characterization of the instrument response for different incident directions in order to derive quantitative anisotropy data, although this goes beyond the scope of the present paper.

2 Telescope implementation

MITO is part of ORCA (“Observatorio de Rayos C3smicos Ant3rtico”, in English it would be “Antarctic Cosmic Ray Observatory”), which has been recently deployed by the University of Alcal3 at the Juan Carlos I Antarctic Spanish Base in Livingston Island (Antarctic Peninsula) in January 2019 (Ayuso et al., 2019; Blanco et al., 2019). ORCA is a combination of a NEutron MONitor (NEMO), which is a direct heritage of CaLMa (CAstilla-La MAncha Neutron Monitor) (Medina et al., 2013) and MITO, a muon telescope which shares with NEMO the same stack and housing. ORCA's main objectives are to measure the flux of CRs in a region not covered by the NMDB and to study solar activity, which can be inferred from CR flux temporal variations.

Table 1. Comparison between MITO and other directional muon telescopes. In Kuwait, a different approach is used, using four layers of proportional counter tubes (PCT) instead of scintillators. The viewing angle and maximum zenith angle have not been taken from the official specifications of each telescope, but they are approximate values obtained by calculation from each telescope dimensions in order to make a rough comparison between MITO and other telescopes. The value of the maximum zenith angle corresponds to the vertical plane of the diagonal. Detection areas and counting rates have been taken from (Munakata et al., 2018).

Muon telescope	Nagoya	Hobart	S. Martinho	Kuwait	Mito
Scintillators/PCT	72	32	72	4 PCT layers	2
Photomultipliers	72	32	72	186 PCT	8
Min volume (m ³)	88	40	88	20	2.8
Viewing solid angle (sr)	4.63	3.99	4.5	5.4	1.42
Max zenith angle (deg)	79	73	80	84	46
Detection area (m ²)	36	16	32	18.5	1
Counting rate (10 ³ min ⁻¹)	47.8	23.7	42.3	24.2	1.7



Fig. 1. On the left, scintillator, PMTs and pyramidal light guides configuration in each MITO device. On the right, scintillator inside the enclosure, which also serves as a light guide.

ORCA has been implemented inside a 20 feet standard marine cargo container whose interior walls have been covered with 10 cm of polyurethane foam to insulate the electronic devices inside from external temperature variations. MITO is composed of two identical devices (MITO-Top and MITO-Bottom), one stacked above the other 136.5 cm apart, each consisting of a BC-400 organic scintillator (100 cm × 100 cm × 5 cm, poly-vinyl-toluene with 65% anthracene) and four PMTs (Hamamatsu R2154-02) laid out around the four narrow sides of the scintillator, pointing inwards at a distance of 50 cm. All those elements have been installed inside an aluminum housing, which includes four triangular prism-shaped light guides closed in such a way that prevents the passage of light from the outside (Fig. 1). The surface of the guide walls has been painted in matte white in order to get Lambertian reflection. Lambertian reflectance models a perfect diffuse

surface that scatters incident illumination equally in all directions. It is a reasonable approximation to many real-world surfaces such as matte paint (Pharr et al., 2017).

Both MITO devices, MITO-Top and MITO-Bottom, have been mounted in the ORCA structure (Fig. 2) with a 10 cm thick lead layer between them belonging to the neutron monitor. This lead layer works as a filter, avoiding the passage of charged particles below 200 MeV in the case of muons, 160 MeV for protons and more than 5 GeV for electrons according to our simulations based on GEANT4 (see Sect. 2).

2.1 Viewing angle

A viewing angle given by the expression $\alpha = 2 \arctan(d/h)$ is obtained based on the dimensions of the scintillators and the separation between them (Fig. 3). According to this, the viewing

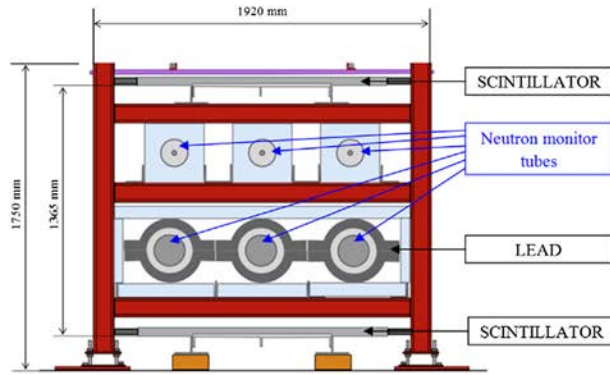


Fig. 2. Layout of the final setup and its installation into the ORCA marine container.

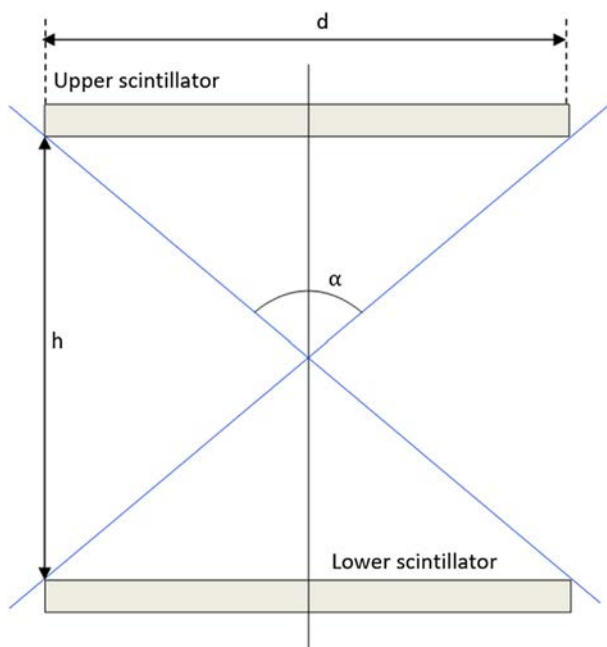


Fig. 3. Illustrative diagram of the viewing angle ($\alpha = 2 \arctan (d/h)$), where $h = 1.365$ m in MITO. Therefore, α varies between 72.4° for the vertical plane parallel to the lateral sides of the scintillator ($d = 1$ m) and 92° for the vertical plane containing the diagonals ($d = \sqrt{2}$ m). The solid angle for the whole set equals 1.42 sr.

angle varies between 72.4° when the direction from side to side of each scintillator is considered ($d = 1$ m, $h = 1.365$ m), and 92° in the diagonal direction, from corner to corner ($d = 1.41$ m, $h = 1.365$ m). This gives a solid angle of 1.42 sr. This value is lower than those for conventional Nagoya-type telescopes, as can be seen in Table 1.

3 Theory of operation

The light generated by a charged particle passing through the scintillator comes out through the four narrow lateral faces of the prism, and is led by the light guides towards the four photomultipliers (Fig. 4). Each one collects the light and

generates a pulse whose amplitude carries information, both about the deposited energy and the distance between the impact point and the corresponding lateral surface nearest to the PMT. The impact point coordinates in every scintillator can be determined by comparing the signal level of the pulses generated by opposite PMTs.

Once the two impact points are determined, the muon incident direction can be computed (left picture in Fig. 5).

3.1 GEANT4 simulation.

The purpose of this simulation is to build a software model of the telescope with identical characteristics to the real one using the GEANT4 tool developed by CERN, which is a toolkit for the simulation of the passage of particles through matter. The objective is to reproduce a flux of particles (mainly muons) in an isotropic and random way. When generating the trajectories, the impact coordinates in MITO-Top and the direction of the trajectory of each particle are known. The rest of the data (such as the number of photons generated in the scintillator, the energy losses when passing through them and through the lead, or the number of photons that leave the scintillator through each lateral face) are obtained as a result of the simulation. Since the current generated by a PMT due to the passage of each particle is a function of the number of photons that reach the PMT (cathode luminous sensitivity in $\mu\text{A}/\text{lm}$), a pulse whose amplitude is proportional to the number of photons hitting the cathode is generated by the PMT.

3.1.1 Simulation characteristics

The simulation geometry is composed of two identical scintillators and the 10 cm lead layer between them, which allows us to simulate impact on the primary particle passage (Fig. 5 right plot). The GEANT4 version of MITO is built of a hollow box, which corresponds to the aluminum container with the scintillator placed inside. The corners of the box were cut off to allow photons to pass to the PMT zone, where each photon is registered and analyzed at the end of the event. Moreover, four sensitive detectors were placed near the scintillator and compare it with the amount of them which are absorbed inside the box. Along with a sensitive detector for photons, there is one detector inside the lead layer and another one inside each scintillator, whose purpose is to measure energy

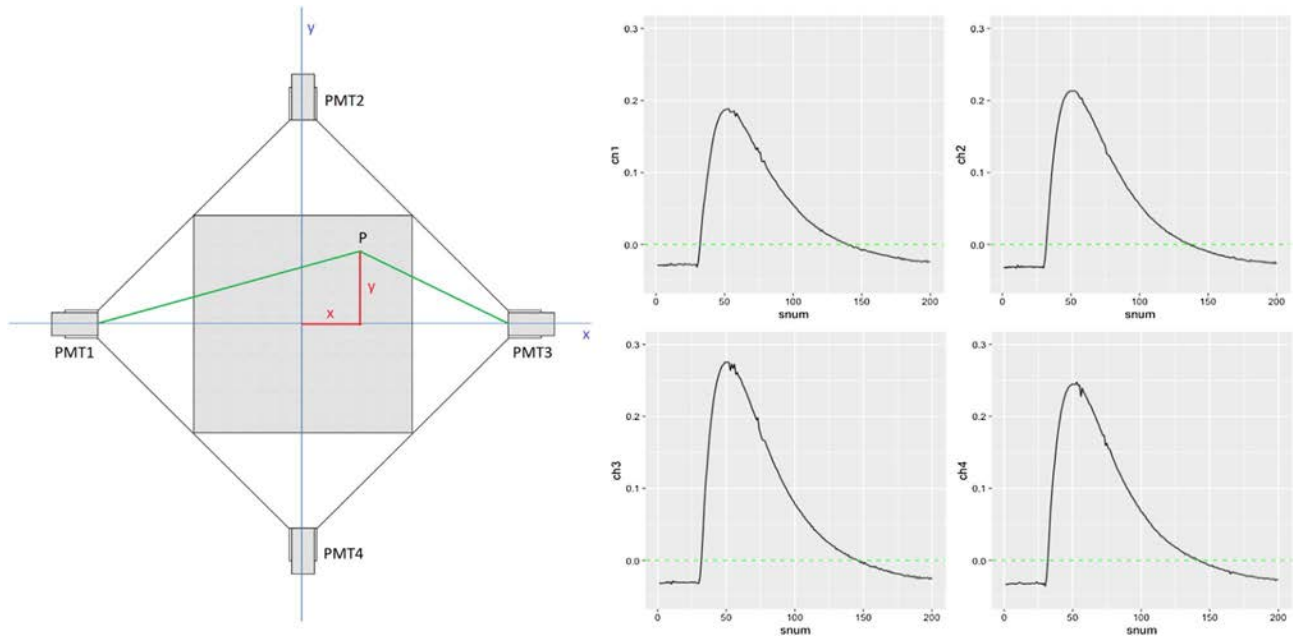


Fig. 4. On the left, axis and coordinates of a point. On the right, pulses captured by the PMTs in coincidence. The x coordinate is calculated applying an algorithm from the pulse height of PMT1 and PMT3. In the same way, the y coordinate is obtained from PMT4 and PMT2 signals.

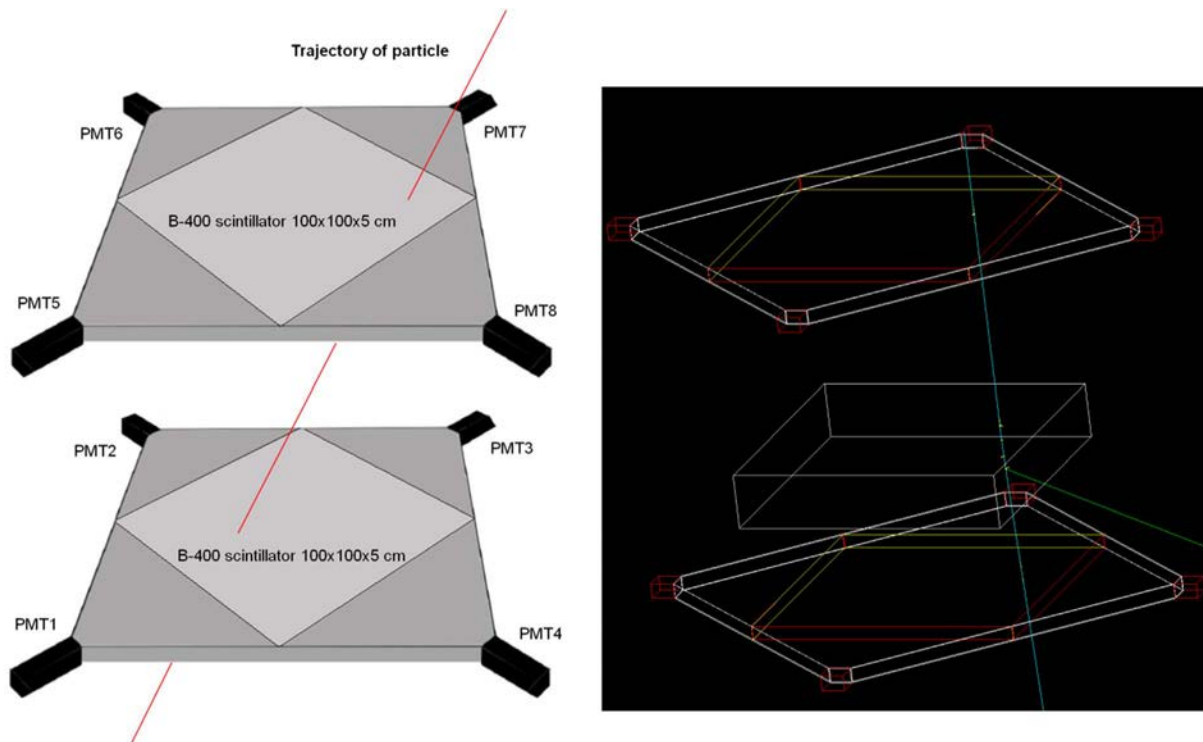


Fig. 5. On the left, cartoon showing the muon trajectory throughout MITO. On the right, GEANT 4 image representing the MITO elements included in the simulation: Aluminum hollow box with light guides, scintillators and lead layer.

loss of the primary particle inside each volume and record track information which is analyzed at the end of the event. With the exception of the lead layer, which has been taken into account not only because it works as a shield for low energetic particles, but also because it slightly deflects the trajectory of muons, the

rest of NEMO materials have a negligible influence on muon trajectories (Aguayo Navarrete et al., 2011) and they have not been taken into account in the simulation.

In order to identify muon impact points on the scintillator, we set a reference Cartesian coordinate system centred at the

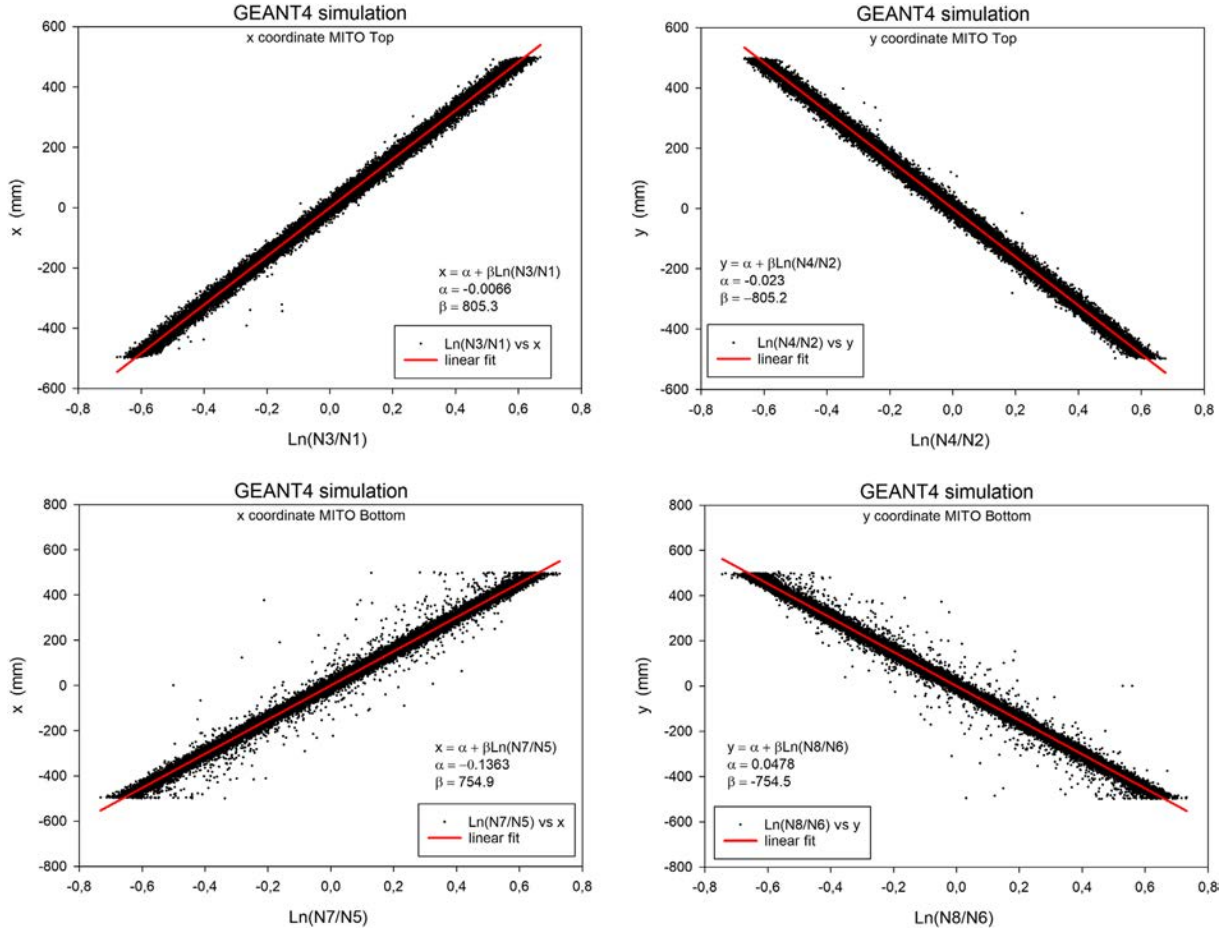


Fig. 6. Scatter plots showing the relationship between the simulated coordinate and the logarithm of the ratio between the total light emitted by opposite faces on the corresponding axis.

scintillator centre, the x -axis aligned with the axes of symmetry of PMT1 and PMT3, and the y -axis aligned with the axes of symmetry of PMT2 and PMT4 (Fig. 4).

The following physics processes were enabled for this simulation among others: reflection, refraction and absorption for photons and ionization, bremsstrahlung, scattering and pair production for muons, besides other processes for secondary particles.

The GEANT4 unified model with “groundfrontpainted” surface finish has been activated for the scintillator container aluminum surface to control Lambertian reflection and absorption processes because of a matte white paint has been applied to the light guides.

3.1.2 Impact points coordinates

A Monte Carlo simulation of 20,000 muons has been carried out in order to obtain an algorithm that calculates the coordinates of the muon impact point in the scintillator based on the pulse levels (number of photons) gathered by the PMTs.

The scatter plots in Figure 6 show, for each coordinate, the relationship between the impact point coordinate and the ratio between the total light emitted by the lateral sides of the scintillator that are perpendicular to the corresponding coordinate axis.

The distribution may be fitted by linear regression resulting in the following expressions for coordinates in MITO-Top (x_T, y_T) and MITO-Bottom (x_B, y_B):

$$x_T = 805.3 \ln \frac{N_3}{N_1} - 0.0066 \quad (1)$$

$$y_T = -805.2 \ln \frac{N_4}{N_2} - 0.023 \quad (2)$$

$$x_B = 754.9 \ln \frac{N_7}{N_5} - 0.1363 \quad (3)$$

$$y_B = -754.5 \ln \frac{N_8}{N_6} + 0.0478 \quad (4)$$

where N_x is the number of photons emitted through the scintillator face towards the PMT $_x$ light guide.

Therefore, assuming that the four PMTs gather a proportional amount of photons emerging through their respective scintillator side, both x and y coordinates can be directly calculated in both scintillators from equations (1)–(4).

Once the coordinates of the point of impact on both scintillators have been determined, the azimuth and zenith angles for

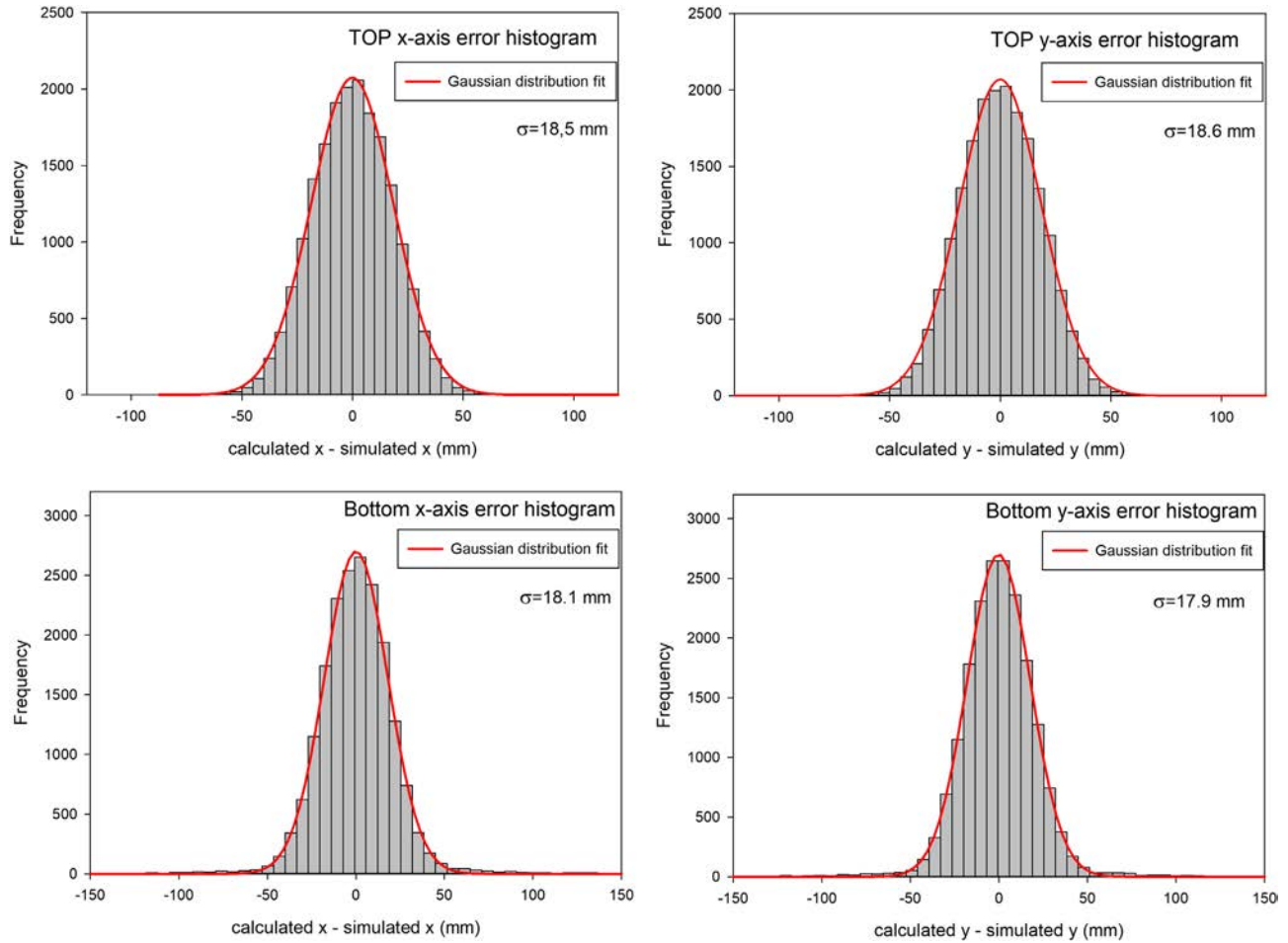


Fig. 7. Histograms with the difference between simulated coordinates and calculated coordinates (including lead layer deviation effect) fitted to a Gaussian distribution. The error e in 99,7% of all calculated coordinates is lower than $e = \pm 3\sigma = \pm 55.8$ mm.

every incident particle are computed by means of the two relationships given in the following equations:

$$\phi = \arctan \frac{y}{x} = \arctan \frac{y_T - y_B}{x_T - x_B} \quad (5)$$

$$\theta = \arctan \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{z} = \arctan \frac{\sqrt{(x_T - x_B)^2 + (y_T - y_B)^2}}{z} \quad (6)$$

being ϕ the azimuth angle, θ the zenith angle, x_T and x_B the x coordinates on top and bottom respectively, y_T and y_B the y coordinates on top and bottom respectively and z the distance between MITO-Top and MITO-Bottom.

3.1.3 Impact point precision and angular resolution

The accuracy in the determination of the impact point depends on many factors, such as the proportionality between the conversion of the received light and the height of the pulse, the number of reflections of the photons before reaching the photomultiplier and the uncertainty of the processes involved in the production of light and its measurement. The correct

determination of the accuracy of MITO requires the use under controlled conditions of suitable radioactive sources but this has not been possible before its implementation. However, it is possible to use the simulation described in Section 3.1 to give an estimate of the precision in determining the point of impact and the direction of incidence. The simulated impact points has been compared to the calculated impact points inferred from equations (1)–(4) to fulfill this goal. Applying these formulas to calculate the x and y coordinates for all impact points and then obtaining the difference between calculated and simulated values, it is possible to determine the error e for the calculated impact point coordinates. Figure 7 shows the histograms of this error defined as the difference between simulated and calculated values.

The histograms in Figure 7 are fitted to a Gaussian distribution, being the standard deviation $\sigma = 18.6$ mm in the worst case (y coordinate in the top scintillator). Therefore, 99,7% of the calculated coordinates will have an error $e \leq \pm 3\sigma \equiv e \leq \pm 55.8$ mm. The muon deviation passing through the lead layer has also been taken into account. According to the previous results, it can be considered that the particle has passed through some region into a 11.16 cm diameter circular area centered at the calculated point of impact.

Once the error e is computed, the angular resolution can be obtained by means of a geometric analysis. A drawing of the applied geometrical considerations is outlined in Figure 8. It is clear from the figure that there is a dependence between the zenith angle and the angular resolution resulting the latter increasing as the zenith angle increases. For vertical trajectories, $\theta = 0$, the angular resolution is equal to 4.7° . It is possible to make a rough comparison between MITO and Nagoya telescope applying the same geometrical considerations and taking into account Nagoya dimensions (1.73 m between matrix layers). The Nagoya zenith angular resolution will be ranged between 30 ($\arctan(1/1.73)$) and 39 ($\arctan(1.41/1.73)$) degrees, depending on the considered direction, scintillator edge (1 m) or scintillator diagonal (1.41 m). Applying the same calculation process for Kuwait telescope, with PCT of 10 cm diameter and 0.8 m between layers, it would give an angular resolution between 7° and 10° for vertical trajectories.

To check the validity of the geometrical approach and the comparison between MITO and Nagoya Telescope, the MITO angular resolution has also been estimated using the GEANT4 simulation and applying equations (5) and (6) to compute the estimated zenith and azimuth angles. The accuracy of the angle estimations is defined as the difference between the simulated and the calculated zenith and azimuth angles. Figure 9 shows the histograms of these errors fitted to the Gaussian distribution function. The error yielded in 99.7% of the trajectories is lower than $\pm 3\sigma$, that is, $\pm 3.9^\circ$ in the zenith angle and $\pm 16.2^\circ$ in the azimuth angle. It should be pointed out that although the geometrical approach overestimates the error when comparing it to the error calculated in the simulation, ($\pm 4.7^\circ$ vs. $\pm 3.9^\circ$) it is still valid to perform the comparison between MITO and Nagoya telescope.

As a last comment, regarding the angular resolution and the precision in the impact points, it should be noted that the main goal of MITO is not to achieve high performance in both angular and impact point precision, but rather, to detect variations in time of muon trajectories and, therefore, anisotropies in the cosmic flux to forecast ICMEs.

3.1.4 Particle energy loss

The energy threshold for MITO to detect a charged particle in its current configuration, i.e. with NEMO polyethylene and lead between MITO-Top and MITO-Bottom, depends on the energy that a particle deposits along its path through MITO.

The performed simulation allowed us to calculate the energy losses of muons, electrons and protons while passing through MITO, in order to evaluate the effect of the lead layer as a filter to suppress unwanted effects such as false coincidences, or the relative weight of electrons, protons and muons in the overall MITO counting rate. Secondary particles such as muons, electrons and protons uniformly distributed from 1 MeV to 10 GeV were generated and fired above MITO-Top at random coordinates and vertical incidence.

The MITO coincidence channel can detect charged particles coming throughout both scintillators. The kinetic energy losses for crossing MITO are, on average, 200 MeV, 160 MeV and more than 5 GeV for muons, protons and electrons respectively. It has to be pointed out that polyethylene has not been included in the simulation because the expected effect on the secondary particle flux is negligible in comparison with lead effect

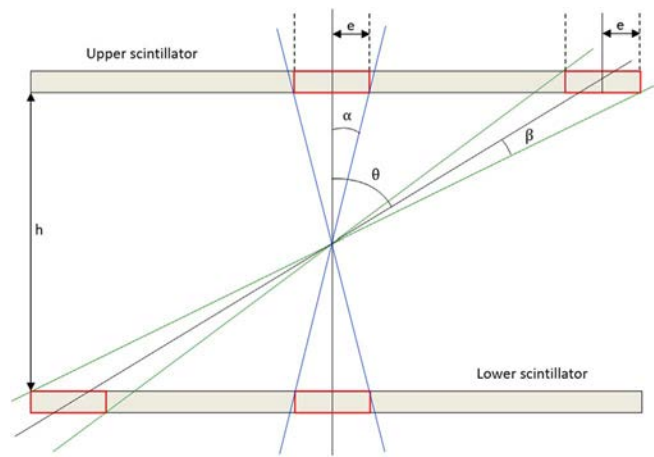


Fig. 8. Diagram of the method used for the estimation of the zenith angle resolution using a geometrical approach. e is the worst case error estimation, θ is the zenith angle, α and β are the angular resolution for the two extreme cases.

(Aguayo Navarrete et al., 2011). The result is summarized in Figure 10. Top panel shows the deposited energy on MITO-Top and Bottom panel shows MITO-Bottom. The 0–1 MeV bar in the bottom panel represents stopped particles at the lead layer between MITO-Top and MITO-Bottom. None of the simulated electrons were able to impact on MITO-Bottom. Taking into account the expected energy spectra for these particles at MITO location as it is inferred from PARMA model (Sato et al., 2008), the amount of electrons crossing MITO is negligible while the number of muons is about 100 times more numerous than protons.

4 Electronic modules

The telescope has been equipped with two data acquisition modules that carry out similar functions using different technologies, SAS (analog processing module) and ARACNE (digital processing module). Thus, the eight analog signals from the PMTs are first amplified and then fed to both systems in parallel by means of an analog splitter system (Fig. 11), so that results from both systems can be compared and validated against each other.

4.1 Analog processing module (SAS)

The SAS module performs analog processing on the pulses coming from each PMT, discriminating pulses above and below certain threshold levels and, therefore, limiting the energetic particle range to process. These threshold levels are adjustable for each channel, and coincidence detection can also be configured for any arbitrary combination of channels among the eight available.

The SAS module has a triple mission:

Firstly, the adaptation of the input signal level to the allowed dynamic operating range, which is between 0 and 5 V peak (Fig. 12). For this, it has two adjustments: on the one hand, an attenuator and, on the other hand, a variable gain operational

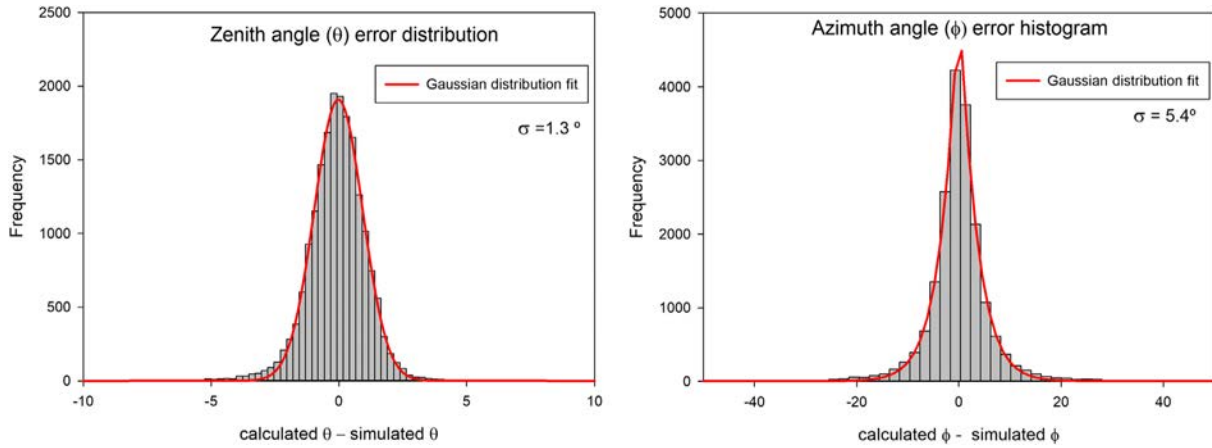


Fig. 9. Gaussian distribution fit of zenith (on the left) and azimuth (on the right) angles errors. The error in 99.7% of all calculated angles is lower than $\pm 3.9^\circ$ ($\pm 3\sigma$) in zenith angles and lower than $\pm 16.2^\circ$ in azimuth angles.

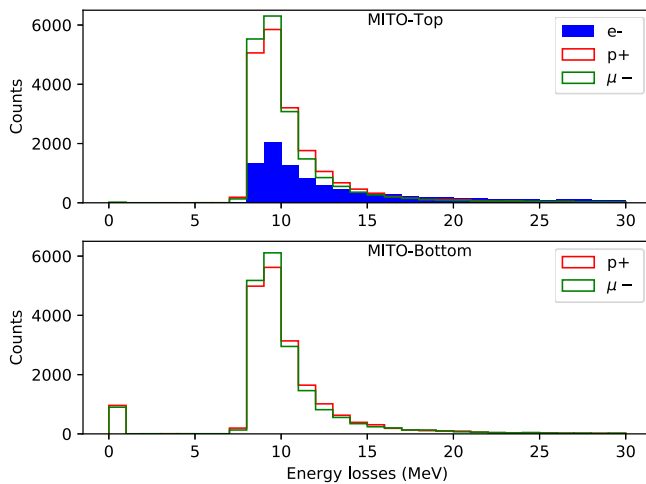


Fig. 10. Energy losses for electrons, protons and muons on MITO-Top (upper panel) and on MITO-Bottom (lower panel).

amplifier that can be adjusted to increase the level of the pulses if necessary.

Secondly, the discrimination of pulses by means of a level discriminator that allows rejecting pulses exceeding a certain threshold (ULD) and therefore energy levels outside our interest, or those below a certain threshold (LLD) that correspond to noise or low energy particles.

Thirdly, the coincidence detection, by means of a module with four coincidence detectors which can be individually configured to detect a coincidence between any combination of the eight PMT channels (Fig. 13).

In order to obtain a faster temporal response, software coincidence (Ayuso et al., 2016) is not implemented, but hardware coincidence. Each coincidence detector is basically an AND gate, which allows the adjustment of a coincidence resolving time window per channel. This time window is necessary to compensate for the different propagation delays of the pulses since they are generated by each PMT until they are compared in the coincidence detector. The smaller this window is, the lower the probability of false coincidence detection.

In our case the time windows are set to 300 ns. Bearing in mind that the accidental rate Duldig (2000), N_A , is simply:

$$N_A = 2N_1N_2\tau \quad (7)$$

where N_1 and N_2 are the background rate in each tray and τ is the coincidence resolving time. In our case, after adjusting the system at its current location, mean $N_1 = 188.8$ counts/s, mean $N_2 = 128$ counts/s, mean in the coincidence mode Coin8: 28.4 counts/s and $\tau = 300$ ns. Thus, the value of the accidental rate N_A , is 14.4×10^{-3} counts/s, which is 0.05% with all PMTs working in coincidence.

The output pulses generated by the four coincidence detectors are counted and registered along with a time-stamp by means of a low cost Beaglebone Black single-board computer (SBC) running a specific software. In addition, this SBC provides other capabilities such as data transmission and remote monitoring and control, which is useful if it is located in regions difficult to reach, such as Antarctica in this case. Taking into account the processing and recording times of the SBC according to the laboratory tests carried out with a pulse generator, MITO is able to detect and record a count rate of up to 100,000 pulses per minute, ten times more than the expected maximum of $\approx 10,000$ pulses per minute in the upper scintillator.

4.2 Digital processing module (ARACNE)

The ARACNE module (Fig. 14) works by doing all the discrimination, pulse detection and pulse height analysis digitally. After a simple analog conditioning stage, all eight signals from the PMTs are sampled in parallel using a high-speed and high-resolution ADC, and a FPGA device monitors all channels simultaneously to detect a pulse on any channel (trigger level and trigger channel(s), among other things, are software configurable).

When a pulse is detected, a window of samples of all eight channels, before and after the pulse, is captured and transferred to a SBC (also a Beaglebone Black), where coincidence and height of pulses on all channels is determined and stored to calculate points of impact on each scintillator as well as muon trajectories. By operating this way, the ARACNE module

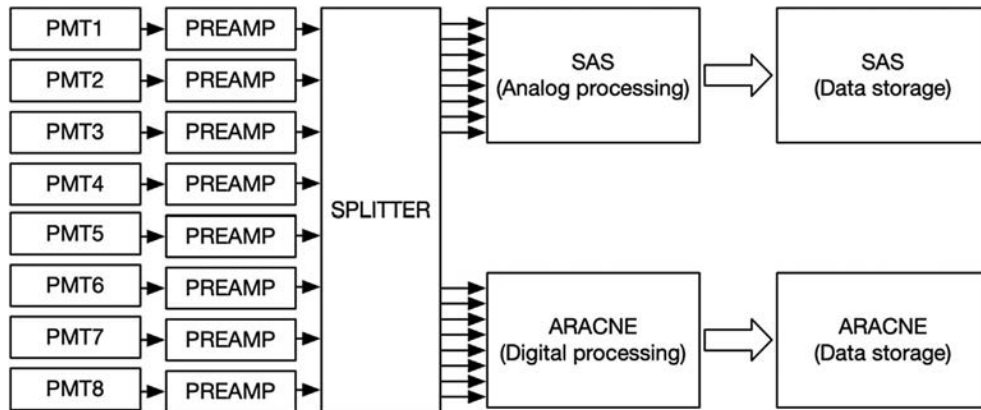


Fig. 11. MITO block diagram. The same analog signals detected by PMTs reach both process modules (analogue and digital). In this way, both results can be compared.

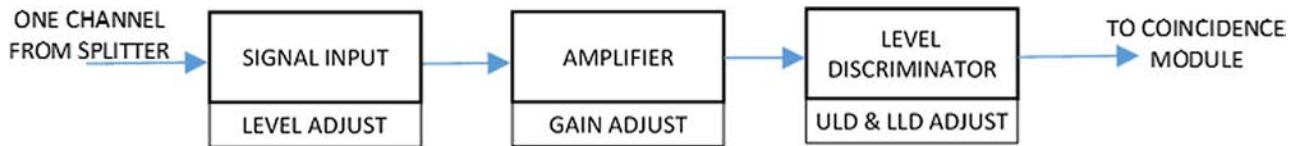


Fig. 12. Block diagram of signal analogue processing for each of the 8 input channels.

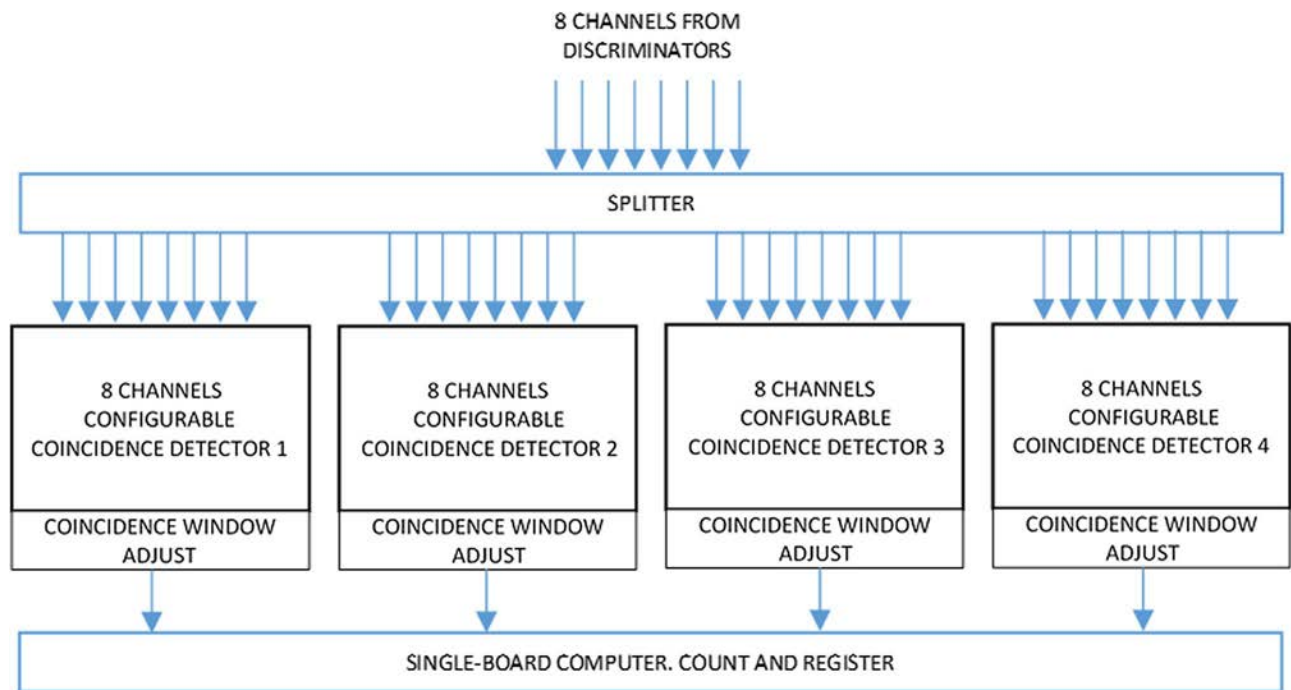


Fig. 13. Coincidence module. There are 4 identical configurable coincidence detectors. Any combination of the eight channels can be selected by software on each detector independently.

allows pulse counting as well as pulse height (or even shape) analysis, and other kinds of digital processing on the FPGA deemed necessary could be implemented.

A more detailed description of the ARACNE platform is foreseen in a future paper.

4.3 Calibration and adjustment

The size of MITO makes any direct calibration by positioning a radioactive source over the detector difficult. An alternative for impact point calibration could be to use cosmic rays,

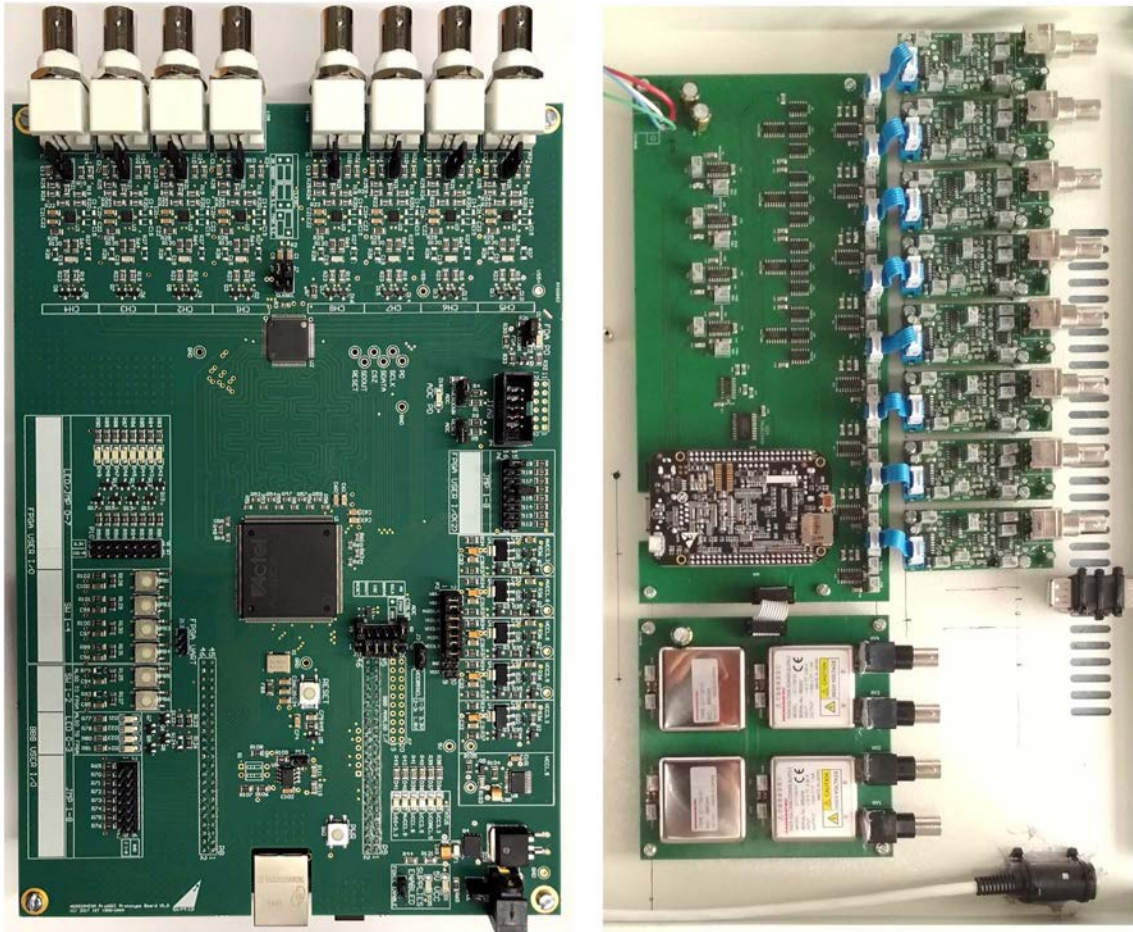


Fig. 14. ARACNE module on the left and SAS module with the HV power supply card on the right.

selecting a narrow beam by using an additional small area sensor, positioning it at specific points of the detector and using coincidence between MITO and this additional detector. Both techniques are currently under evaluation. Additionally, a novel self-organizative map technique which corrects slight misalignments during operation has been recently presented as an alternative method to a traditional calibration of MITO, but it should still be checked with a traditional calibration (Regadio et al., 2020).

Finally, the adopted calibration method is based on the signals registered by the instrument itself, adjusting the eight signal processing chains so that the level of gain and pulse discrimination results in identical pulse heights when the passage of particles through the scintillators happens at the same distance with respect to each pair of PMTs facing each other. The calibration procedure consists of two steps. First, setting the bias of each PMT, and second, setting each PMT signal level to be equal to the others by means of its statistical response after evaluation of a few thousand pulses.

4.3.1 PMTs bias adjustment

Due to the delicate manufacturing process of PMTs, each unit differs in their characteristics, especially regarding their cathode and anode sensitivity, which implies different gains

and different high voltage (HV) bias values (Wright, 2017). Therefore, counting tests were carried out with identical gains in each channel, varying the HV bias voltage and writing down the counts of each PMT. The results are presented in Figure 15. As the system has 4 voltage sources for the 8 PMTs, they were biased in pairs with plateaus at similar voltage levels as indicated in Table 2. As it can be seen, the HV bias level was adjusted slightly above the plateau. In this way, it is also possible to detect muons with the lowest energy losses (mixed with other noise particles) when passing through the scintillator. Thus, MITO detects more noise pulses, but they are later removed by the coincidence detector, leaving a more complete muon histogram. Each of these voltages can be remotely monitored or recorded in order to verify the proper system operation.

4.3.2 Gain and level discriminator adjustment

Gain, upper level discriminator (ULD) and lower level discriminator (LLD) adjustments have to be carried out in both analog and digital electronic modules (SAS and ARACNE).

– Analog processing module adjustment

In the analog module there are dedicated circuits for LLD, ULD and gain signal adjustments. SAS gain adjustments were

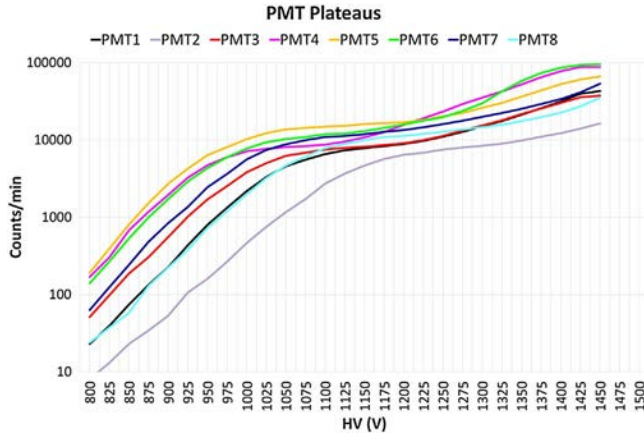


Fig. 15. PMT plateaus. The bias HV voltages were adjusted slightly above the flat section of the curves to obtain a more complete muon histogram.

Table 2. Pairings of PMTs and assigned bias voltage.

Photomultipliers	PMT1– PMT3	PMT2– PMT8	PMT4– PMT5	PMT6– PMT7
Voltage	1300 V	1400 V	1200 V	1300 V

accomplished after telescope assembly by taking samples and generating histograms for each channel by means of a multi channel analyzer (MCA). Then, the maximum of the histogram was brought to the same common value adjusting the gain controls placed in the printed circuit board for all the eight channels (Fig. 16).

As it is shown in the histogram on the right panel of Figure 16, hardly any pulses are received above level 4000. For this reason, the ULD has been adjusted to level 6000 for all channels, rejecting high-level pulses which could saturate amplifier steps and generate false coincidences without interest in our application.

Eventually, the LLD adjustment was done by increasing the threshold of each channel until the number of counts was similar in all channels and slightly above the expected muon flux. In this way, particle detection is limited to those with the energy level in the expected range corresponding to that of muons.

– Digital processing module adjustment

As mentioned in Section 4.2, ARACNE doesn't need adjustments. All eight signals from the PMTs are sampled and recorded when a pulse is detected at any of the channels, and most of the LLD, ULD, coincidence selection and gain adjustments are performed later during data processing. Only a programmable trigger level needs to be programmed in the module.

Gain adjustment is performed by producing histograms with the recorded pulse height data for each channel, and aligning them through a correction (gain) factor, in the same way as it was done with the analog module (Fig. 16). The correction factor

obtained for each channel is then used in equations (1)–(4) to calculate the coordinates as follows:

$$N_1 = LK_1V_1. \quad (8)$$

Resulting equation (1) as follows:

$$x_T = 805.3 \ln \frac{LK_3V_3}{LK_1V_1} - 0.0066 \Rightarrow$$

$$x_T = 805.3 \ln \frac{K_3V_3}{K_1V_1} - 0.0066 \quad (9)$$

where L is the relationship between the number of photons and the pulse height. K_1 and K_3 are the correction factor for channel 1 and 3. V_1 and V_3 the height pulses from PMT1 and PMT3 respectively.

The same gain correction process is applied to calculate the remaining coordinates. The correction factors obtained for this first MITO prototype are showed in Table 3.

Afterwards, ULD and LLD adjustments are carried out by filtering each channel data, taking only those that are below (ULD) and above (LLD) the appropriate thresholds, just as it was done with the analog module adjustment.

5 Preliminary data

MITO is currently operating at the Spanish Juan Carlos I Base at Livingston Island in Antarctica. Although it was installed in January 2019, more usable data have been produced since December 2019 when some calibration works were performed. Some examples of this preliminary data collected during January and February 2020 are presented below.

Four coincidence modes are activated during the normal operation time of MITO. Mode 1 (Coin8): coincidence of the eight PMTs. This mode implies that the detected particle crossed both scintillators, i. e. MITO-Top and MITO-Bottom. Mode 2 (Top): coincidence of the four PMTs of MITO-Top. Mode 3 (Bottom): coincidence of the four PMTs of MITO-Bottom and mode 4 (Diagonal): coincidence in PMTs number 1, 2, 7 and 8. This Diagonal mode serves as a test for other coincidence modes.

Data collected by MITO need some atmospheric corrections before being used for scientific purposes. Pressure and temperature effect on the measured counting rate must be corrected. It is generally accepted by many authors as (De Mendonça et al., 2013; Paschalis et al., 2013) among others, that the barometric effect can be experimentally determined by the following equation:

$$\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_p = \beta \cdot \Delta P \quad (10)$$

where $(\Delta I/I)_p$ is the normalized deviation of the cosmic ray intensity in relation to atmospheric pressure, ΔP is the atmospheric pressure deviation and β is the barometric coefficient, which depends on many factors, such as the nature of the secondary component and the altitude where the observation is performed (Dorman, 2004).

On the other hand, temperature corrections are more difficult although methods developed to describe and correct the effect of atmospheric temperature do exist. For instance, one of them

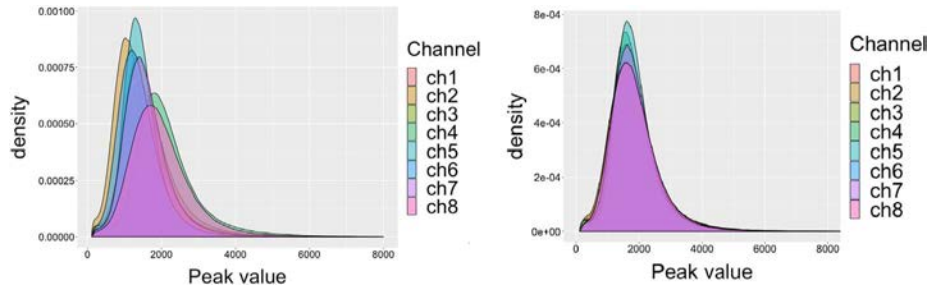


Fig. 16. Histograms with the 8 PMTs in coincidence, before and after the gain adjustment, but with LLD adjusted. They have the peak in the same value. After applying coincidence detection, noise disappears on the left of the histograms.

Table 3. Correction factors obtained for the gain adjustment of each channel.

Channel/PMT	1	2	3	4	5	6	7	8
Correction factor Value	K_1 1.3	K_2 1.81	K_3 1.41	K_4 1	K_5 1.38	K_6 1.59	K_7 1.38	K_8 1.18

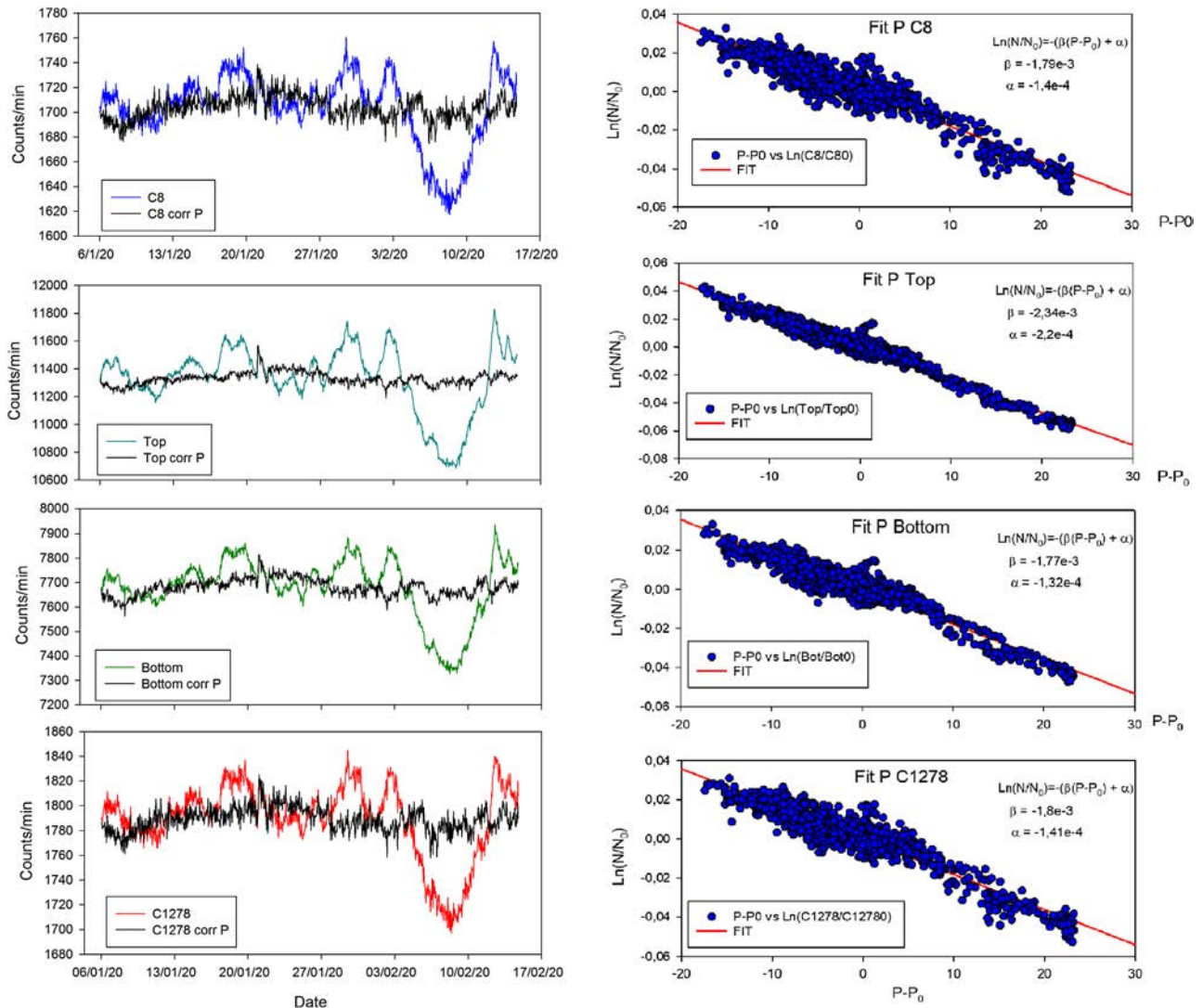


Fig. 17. On the left panel, the hourly count rate for data taken from January 6th to February 14th, 2020 for the four coincidence channels. Original signals (in color) and corrected pressure signals (in black). On the right, the four fitting plots to obtain the pressure adjusting parameters.

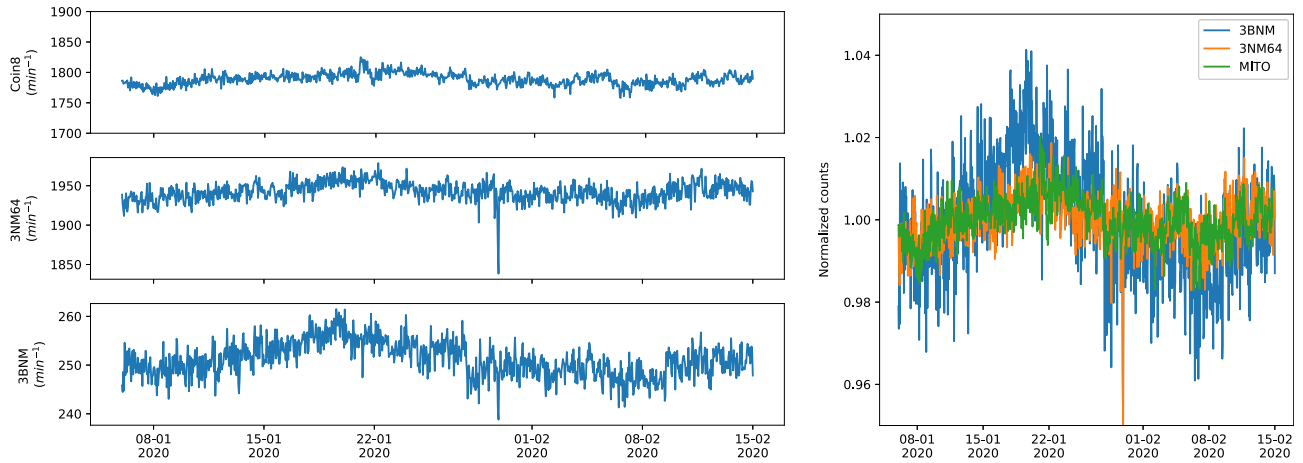


Fig. 18. On the left MITO (Coin8) and NEMO (3NM64 and 3BNM) fluxes with atmospheric pressure corrected from January 6th to February 14th, 2020. On the right panel the same normalized data. As can be seen, both MITO and NEMO fluxes present a clear correlation without great variations, which could be indicative of the absence of solar eruptive phenomena such as major solar flares or large CMEs.

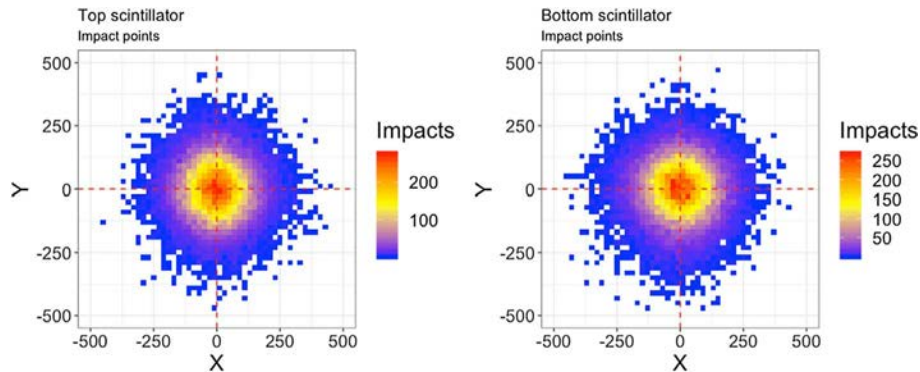


Fig. 19. Scatter plot of impact points in top and bottom scintillators with the eight PMTs in coincidence, corresponding to 34,783 data taken on January 31, 2019.

is the integral method which defines the normalized variation of muon flux dependence on temperature variation as:

$$\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_T = \int_0^{h_0} \alpha(h) \cdot \delta T(h) \cdot dh \quad (11)$$

where $\alpha(h)$ is the temperature coefficient density and δT is the temperature variation calculated as $\delta T = T - T_B$, where T is the actual temperature and T_B is the base temperature value (Berkova et al., 2012).

The correction of the effect of temperature according the integral method (11) requires a complete information about the atmospheric temperature profile for a given geographical location and the temperature coefficient density function. Temperature profile measurements are often not available, as for Juan Carlos I Antarctic Base, and meteorological models have to be used instead (Berkova et al., 2012; Savic et al., 2016) have proven that meteorological models such as GFS (Global Forecast System) are able to provide temperatures for 25 isobaric levels for a given geographical location with latitude/longitude precision of 0.5° what is suitable to replace the necessary temperature profile measurements for the estimation of the correction of the temperature effect on the MITO measurements.

Figure 17 represents the muon flux registered from January 6th to February 14th. Pressure corrected (black lines) and uncorrected (coloured lines) data are shown at the left column of the figure. Otherwise, the determination of the pressure coefficients for the four coincidence channel are presented at the right column of the figure. It is clear that the correction removes the main part of the atmospheric effect on MITO measurement.

A similar procedure to produce NEMO pressure-corrected data has been performed. MITO (muons) and NEMO (neutrons) can be directly compared. This is shown in Figure 18. As it can be seen, the flux is stable without great variations and very similar in both instruments, which could be in agreement with the fact that, in this period, there were no solar eruptive phenomena such as major flares and large CMEs.

Furthermore, from a technical point of view (main scope of this work), the flux is stable and the number of particles detected is within the expected margins. MITO-Top detects more impacts ($11,330 \text{ min}^{-1}$) than MITO-Bottom (7680 min^{-1}), as it is expected due to the action of the intermediate lead layer. This behaviour is reproduced by the performed simulations. A stable flux is observed in all the coincidence channels with similar variations, which is indicative that the instrument is working properly.

As it has been commented in previous sections, MITO can estimate the impact point of an incoming particle on the detector volume from the signal recorded by the photomultipliers. A set of 34,783 samples recorded along one hour on January 31st 2020 has been used to check this MITO capability. The computed impact points for MITO-Top (left) and MITO-bottom (right) are shown in Figure 19. Impact points have been computed using equations (1)–(4). Most of the impacts are in the central area of the scintillators as expected according to the telescope geometric factor and the muon angular distribution at sea level (Cecchini & Spurio, 2012).

6 Conclusions

A new concept of directional muon telescope has been implemented and the first prototype is being tested at the Spanish Antarctic Base Juan Carlos I. Some of its functionalities, like muon flux counting and cosmic rays anisotropies determination, make it ideal to supply additional meaningful information to that provided by neutron monitors in Space Weather applications, anticipating the forecasts of ICMEs arriving on Earth and adding the ability to study additional characteristics of future incoming solar events.

The telescope has been equipped with two data acquisition modules that carry out similar functions using different technologies. Thus, the results from both systems can be compared and validated against each other. In addition, having a general purpose, yet powerful, single-board computer with networking capabilities, opens the possibility of making data available in real-time to the scientific community.

Compared to other large telescopes, MITO greatly reduces weight, volume and cost, achieving a good performance-cost ratio and therefore making it affordable. Although the point of impact calculation algorithms and some electronics may still be added to improve its performance and response in real-time, preliminary results seem to be reasonably in line with expectations.

Acknowledgements. We thank the following two projects: CTM2016-77325-C2-1-P, funded by Ministerio de Economía y Competitividad and by the European Regional Development Fund and PID2019-107806GB-I00, funded by Ministerio de Ciencia e Innovación. The editor thanks three anonymous reviewers for their assistance in evaluating this paper.

References

Aguayo Navarrete E, Kouzes RT, Ankney AS, Orrell JL, Berguson TJ, Troy MD. 2011. *Cosmic ray interactions in shielding materials*. <https://doi.org/10.2172/1025678>, https://www.pnnl.gov/main/491publications/external/technical_reports/PNNL-20693.pdf.

Ayuso S, Blanco JJ, Medina J, Gómez-Herrero R, García-Población O, García Tejedor I. 2016. A coincidence detection system based on real-time software. *Geosci Instrum Methods Data Syst* **5**(2): 437–449. <https://doi.org/10.5194/gi-5-437-2016>, URL <https://gi.copernicus.org/articles/5/437/2016/>.

Ayuso S, García Tejedor JI, Blanco JJ, Gómez Herrero R, García Población O, Medina J, Prieto M, López Comazzi A. 2019. MITO, a new directional muon telescope design. First observations. *PoS ICRC2019*: 180. <https://doi.org/10.22323/1.358.0180>, URL <https://pos.sissa.it/358/180/>.

Berkova M, Belov A, Eroshenko E, Yanke V. 2012. Temperature effect of muon component and practical questions of how to take into account in real time. *Astrophys Space Sci Trans* **8**(1): 41–44. <https://doi.org/10.5194/astra-8-41-2012>, URL <http://www.astro-physics-space-sci-trans.net/8/41/2012/>.

Blanco JJ, Catalán E, Hidalgo MA, Medina J, García O, Rodríguez-Pacheco J. 2013a. Observable effects of interplanetary coronal mass ejections on ground level neutron monitor count rates. *Sol Phys* **284**(1): 167–178. <https://doi.org/10.1007/s11207-013-0256-1>, URL <https://link.springer.com/article/10.1007/s11207-013-0256-1>.

Blanco JJ, Hidalgo MA, Gómez-Herrero R, Rodríguez-Pacheco J, Heber B, Wimmer-Schweingruber RF, Martín C. 2013b. Energetic-particle-flux decreases related to magnetic cloud passages as observed by the Helios 1 and 2 spacecraft. *A&A* **556**: A146. <https://doi.org/10.1051/0004-6361/201321739>.

Blanco JJ, García Población O, García Tejedor JI, Medina J, Prieto M, López-Comazzi A, Ayuso S, Gómez-Herrero R, Steigies C. 2019. A new neutron monitor at the Juan Carlos I Spanish Antarctic Station (Livingston Island-Antarctic Peninsula). *PoS ICRC2019*: 1060. <https://doi.org/10.22323/1.358.1060>, URL <https://pos.sissa.it/358/1060/>.

Cane HV. 2000. Coronal mass ejections and forrush decreases. *Space Sci Rev* **93**: 55–77. <https://doi.org/10.1023/A:1026532125747>.

Cane HV, Richardson IG, St. Cyr OC. 2000. Coronal mass ejections, interplanetary ejecta and geomagnetic storms. *Geophys Res Lett* **27**(21): 3591–3594. <https://doi.org/10.1029/2000GL000111>, URL <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1029/2000GL000111>.

Cecchini S, Spurio M. 2012. Atmospheric muons: experimental aspects. *Geosci Instrum Methods Data Syst* **1**(2): 185–196. <https://doi.org/10.5194/gi-1-185-2012>, URL <https://www.geosci-instrum-method-data-syst.net/1/185/2012/>.

da Silva MR, Contreira DB, Monteiro S, Trivedi NB, Munakata K, Kuwabara T, Schuch NJ. 2004. Cosmic ray muon observation at southern space observatory – SSO (29S, 53W). *Astrophys Space Sci* **290**(3): 389–397. <https://doi.org/10.1023/B:ASTR.0000032537.23712.22>, URL <https://ui.adsabs.harvard.edu/abs/2004Ap&SS.290.389D>.

De Mendonça RRS, Raulin JP, Echer E, Makhmutov VS, Fernandez G. 2013. Analysis of atmospheric pressure and temperature effects on cosmic ray measurements. *J Geophys Res: Space Phys* **118**(4): 1403–1409. <https://doi.org/10.1029/2012JA018026>, URL <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1029/2012JA018026>.

Dorman L. 2004. *Cosmic rays in the Earth's atmosphere and underground*, Vol. **303**. <https://doi.org/10.1007/978-1-4020-2113-8>, URL <https://link.springer.com/book/10.1007%2F978-1-4020-2113-8>.

Duldig M. 2000. Muon observations. *Space Sci Rev* **93**: 207–226. <https://doi.org/10.1023/A:1026596529381>, URL <https://link.springer.com/article/10.1023%2FA%3A1026596529381>.

Havelka M, Auerbach P, Sochorová J. 2002. Software coincidence counting. *Appl Radiat Isot* **56**(1): 265–268. Proceedings of the Conference on Radionuclide Metrology and its Applications, ICRM'01. [https://doi.org/10.1016/S0969-8043\(01\)00198-1](https://doi.org/10.1016/S0969-8043(01)00198-1), URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0969804301001981>.

Karapetyan Grigori, Ganeva Marina, Hippler Rainer. 2013. Directional sensitivity of MuSTAnG muon telescope. *J Space Weather Space Clim* **3**: A16. <https://doi.org/10.1051/swsc/2013040>.

- Leerunnavarat K, Ruffolo D, Bieber JW. 2003. Loss cone precursors to forrush decreases and advance warning of space weather effects. *Astrophys J* **593**(1): 587–596. <https://doi.org/10.1086/376408>, <https://iopscience.iop.org/article/10.1086/376408>.
- Mavromichalaki H, Yanke V, Dorman L, Iucci N, Chilingaryan A, Kryakunova O. 2004. Neutron Monitor Network In Real Time And Space Weather. In: *Effects of Space Weather on Technology Infrastructure*, Daglis IA (Ed.), Springer, Netherlands, Dordrecht, pp. 301–317. ISBN 978-1-4020-2754-3. https://doi.org/10.1007/1-4020-2754-0_16, http://fzk.aragats.am/files/Publication/Neutron_Monitor_Network_in_Real_Time_and_Space_Wea.pdf, URL https://link.springer.com/chapter/10.1007%2F1-4020-2754-0_16.
- Medina J, Blanco JJ, García O, Gómez-Herrero R, Catalán EJ, et al. 2013. Castilla-La Mancha neutron monitor. *Nucl Instrum Methods Phys Res Sect A: Accel Spectr Detect Assoc Equip* **727**: 97–103. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2013.06.028>, <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0168900213008486>.
- Mendonça RRS, Wang C, Braga CR, Echer E, Dal Lago A, et al. 2019. Analysis of cosmic rays' atmospheric effects and their relationships to cutoff rigidity and zenith angle using global muon detector network Data. *J Geophys Res: Space Phys* **124**(12): 9791–9813. <https://doi.org/10.1029/2019JA026651>, <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1029/2019JA026651>, <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1029/2019JA026651>.
- Müller-Mellin R, Kunow H, Fleißner V, Pehlke E, Rode E, et al. 1995. COSTEP – comprehensive suprathermal and energetic particle analyser. *Sol Phys* **162**(1–2): 483–504. <https://doi.org/10.1007/BF00733437>, <http://articles.adsabs.harvard.edu/pdf/1995SoPh.162.483>.
- Munakata K, Bieber JW, Yasue S-I, Kato C, Koyama M, Akahane S, Fujimoto K, Fujii Z, Humble JE, Duldig ML. 2000. Precursors of geomagnetic storms observed by the muon detector network. *J Geophys Res: Space Phys* **105**(A12): 27457–27468. <https://doi.org/10.1029/2000JA000064>, <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1029/2000JA000064>, <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1029/2000JA000064>.
- Munakata K, Kuwabara T, Yasue S, Kato C, Akahane S, et al. 2005. A “loss cone” precursor of an approaching shock observed by a cosmic ray muon hodoscope on October 28, 2003. *Geophys Res Lett* **32**(3): L03S04 (1–4). <https://doi.org/10.1029/2004GL021469>, <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1029/2004GL021469>, <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1029/2004GL021469>, <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/action/showCitFormats?doi=10.1029%2F2004GL021469>.
- Munakata K, Kozai M, Evenson P, Kuwabara T, Kato C, et al. 2018. Cosmic-ray short burst observed with the Global Muon Detector Network (GMDN) on 2015 June 22. *Astrophys J* **862**(2): 170. <https://doi.org/10.3847/1538-4357/aacdfc>, URL <https://doi.org/10.3847%2F1538-4357%2Faacdfc>.
- Paschalis P, Mavromichalaki H, Yanke V, Belov A, Eroshenko E, Gerontidou M, Koutroumpi I. 2013. Online application for the barometric coefficient calculation of the NMDB stations. *New Astron* **19**: 10–18. <https://doi.org/10.1016/j.newast.2012.08.003>, URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1384107612000759>.
- Pharr M, Jakob W, Humphreys G. 2017. 08 – Reflection models. In: *Physically based rendering (third edition)*, Pharr M, Jakob W, Humphreys G (Eds.), third edn, Morgan Kaufmann, Boston, pp. 507–568. ISBN 978-0-12-800645-0. <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-800645-0.50008-7>, URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780128006450500087>.
- Regadío A, Tejedor JIG, Ayuso S, Población Óscar García, Blanco JJ, Sánchez-Prieto S, Polo Óscar Rodríguez. 2020. Trajectory determination of muons using scintillators and a novel self-organizational map. *Nucl Instrum Methods Phys Res Sect A: Accel Spectr Detect Assoc Equip* **973**: 164–166. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2020.164166>, URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0168900220305623>.
- Rockenbach M, Dal Lago A, Schuch N, Munakata K, Kuwabara T, et al. 2014. Global muon detector network used for space weather applications. *Space Sci Rev* **182**(1–4): 1–18. URL <https://link.springer.com/article/10.1007%2Fs11214-014-0048-4>.
- Sato T, Yasuda H, Niita K, Endo A, Sihver L. 2008. Development of PARMA: PHITS-based analytical radiation model in the atmosphere. *Radiat Res* **170**(2): 244–259. <https://doi.org/10.1667/RR1094.1>, URL https://meridian.allenpress.com/radiation-research/article-pdf/170/2/244/2155866/rr1094_1.pdf.
- Savic M, Dragic A, Veselinovic N, Udovicic V, Banjanac R, Jokovic D, Maletic D. 2016. Effect of pressure and temperature corrections on muon flux variability at ground level and underground. <https://arxiv.org/pdf/1701.00164.pdf>.
- Tanabashi M, Hagiwara K, Hikasa K, Nakamura K, Sumino Y, et al (Particle Data Group). 2018. Review of particle physics. *Phys Rev D* **98**: 030.001. <https://doi.org/10.1103/PhysRevD.98.030001>, URL <https://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevD.98.030001>.
- Wright AG. 2017. *The photomultiplier handbook*. Oxford University Press, Oxford. <https://doi.org/10.1093/oso/9780199565092.001.0001>, URL <https://cds.cern.ch/record/2258194>.

Cite this article as: Ayuso S, Blanco JJ, Tejedor JIG, Herrero RG, Vrublevskyy I, et al. 2021. MITO: a new directional muon telescope. *J. Space Weather Space Clim.* **11**, 13. <https://doi.org/10.1051/swsc/2020079>.

Capítulo 5

Diseño

Se incluye en este capítulo información sobre el diseño de la estructura de MITO y, más profusamente, del diseño hardware y software de SAS, el cual ha sido íntegramente obra del autor de esta tesis.

El diseño de MITO en su conjunto ha posibilitado llevar a la práctica la teoría de la tesis y, concretamente, el diseño de SAS ha supuesto para el autor la superación de algunos retos difíciles, ocupando una parte muy destacable del tiempo total de investigación y desarrollo que ha llevado este trabajo académico, de ahí su ampliación con más detalle dedicándole la práctica totalidad de este capítulo.

Se trata de aclarar o explicar en mayor profundidad las partes del diseño e implementación que se consideran relevantes, ya sea por añadir un mayor detalle a lo expuesto en los artículos compendiados, por haber supuesto una mayor dificultad en su resolución o por constituir una solución novedosa. En definitiva, los retos y logros alcanzados más destacables y gratificantes para el autor.

5.1 Sistemas de adquisición

Como se ha visto en el segundo artículo publicado (sección 4.1), la electrónica de MITO, en su primer prototipo, contiene dos sistemas electrónicos de adquisición diferentes que realizan funciones similares con diferentes tecnologías: ARACNE y SAS.

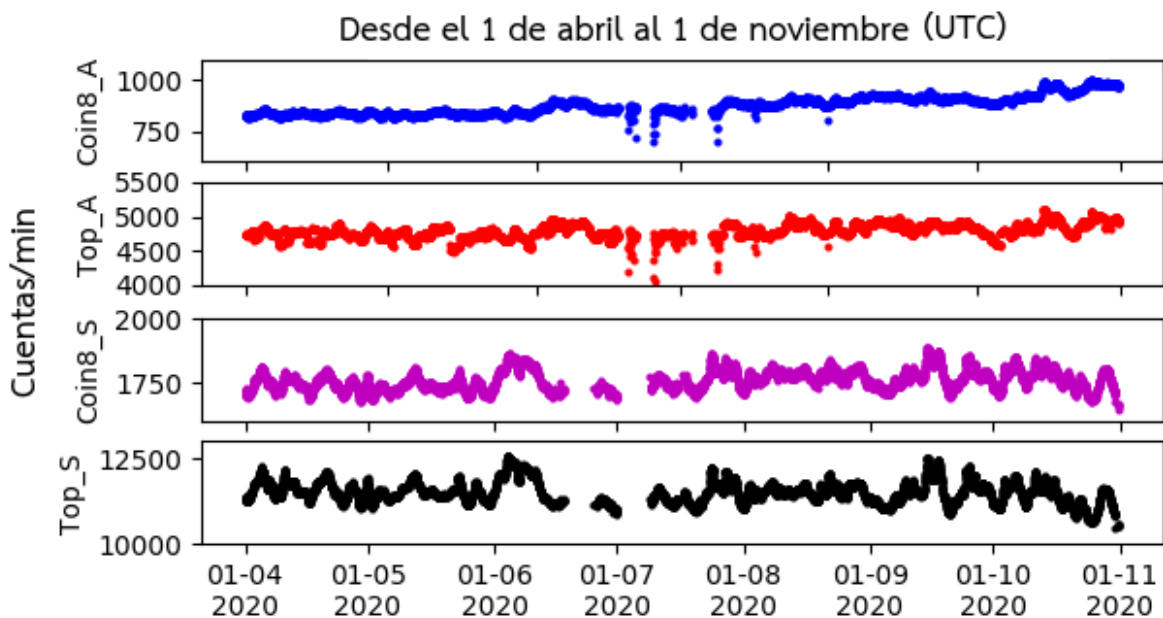


Figura 5.1: Cuentas min_{-1} de muones tomadas en coincidencia a 4 (centellador superior: Top) y coincidencia a 8 (Coin8) con datos de ARACNE (A) y SAS (S).

5.1.1 ARACNE

ARACNE (García Tejedor 2021) es un sistema polivalente y multiplataforma que se instaló en MITO con una doble finalidad: por un lado mostrar sus posibilidades utilizando a MITO como banco de pruebas y, por otro, servir como sistema redundante de SAS para comparar los datos recogidos por ambos sistemas. Es muy interesante que ambos obtengan los datos de los PMTs para compararlos, establecer diferencias, si las hay, poder detectar desajustes o averías (desde el punto de vista técnico) y enriquecer la información o validar los datos del uno con el otro (desde el punto de vista científico).

ARACNE supone una solución alternativa a SAS con tecnología totalmente distinta, pues para obtener los parámetros necesarios de número de cuentas y altura de pulso se basa en el muestreo directo de la señal procedente de los ocho preamplificadores de los PMTs. Este módulo ha dado lugar a la elaboración de la Tesis “*Reconfigurable platform for concurrent multichannel pulse analysis in particle detectors and its application to a muon telescope*” (García Tejedor 2021), cuyo autor es Ignacio García Tejedor, también componente del Grupo de Investigación Espacial (SRG) de la UAH. En dicho documento puede obtenerse la información necesaria con el máximo detalle.

Debe significarse que, en el prototipo antártico, la función de obtención de altura de pulso

es exclusiva de ARACNE, ya que llegado el momento de embarcar todo el sistema, la circuitería correspondiente a esa función en SAS estaba aún en fase de diseño. Actualmente ya está totalmente terminada, ajustada y probada para formar parte del segundo observatorio de rayos cósmicos, similar a ORCA, bautizado con el acrónimo ICaRO y que se instalará en Izaña, Tenerife. Por tanto, a pesar de que la versión actual de ARACNE no llega a procesar todo el flujo de muones recibido (Fig. 5.1), el número de sucesos disponible es estadísticamente más que suficiente para hacer análisis de anisotropías de muones. De esta forma, ambos sistemas se complementan: uno obtiene alturas de pulso y el otro flujos completos.

5.1.2 SAS

SAS nació al mismo tiempo que el proyecto de este telescopio como vehículo que hiciera realidad, llevando a la práctica, la idea expuesta en la hipótesis que sustenta esta tesis; por ello, está diseñado expresamente para realizar únicamente las funciones que MITO requiere de forma específica y especializada. De esta forma, con un diseño ad-hoc se consigue una mayor adaptación a los requisitos y, por tanto, un funcionamiento más eficaz y optimizado que utilizando otras soluciones polivalentes.

SAS es un bloque electrónico que emplea tecnología analógica en las etapas de amplificación, en la discriminación de pulsos (LLD/ULD) y en el detector de pico. Se optó por diseñar estos circuitos con tecnología analógica en aras de obtener gran rapidez en los tiempos de proceso de señal, ya que con esta tecnología dichas funciones son realizadas por componentes electrónicos de manera instantánea. El resto de circuitería es totalmente digital, conteniendo toda la electrónica necesaria para el funcionamiento del telescopio. Todo el conjunto ha sido diseñado ad-hoc, implementado, ajustado y validado en laboratorio para MITO por el autor de esta tesis y como parte de ella, incluido el módulo de alimentación de alta tensión de los PMTs, con monitorización y control desde el sistema empotrado SBC. Los únicos módulos electrónicos comerciales que se han adquirido son los 8 preamplificadores y las fuentes de alimentación.

Como puede verse en la Fig. 5.3 el diseño es modular. El amplificador y circuito discriminador de nivel (LLD/ULD) están incluidos en una mismo PCB formando un módulo y, asimismo, el circuito detector de pico y el ADC se montan en la misma placa formando otro módulo. En SAS hay ocho módulos de cada uno de ellos, uno por cada canal de entrada en lugar de estar todos implementados en la misma PCB. Esto representa grandes ventajas: es más barato fabricar ocho módulos iguales que fabricar uno sólo que contenga todos los circuitos en la misma PCB; el mantenimiento es más sencillo y eficaz contando con módulos de repuesto por si hubiera averías; y, funcionalmente, la avería en un módulo deja inoperativo sólo un canal, pudiendo

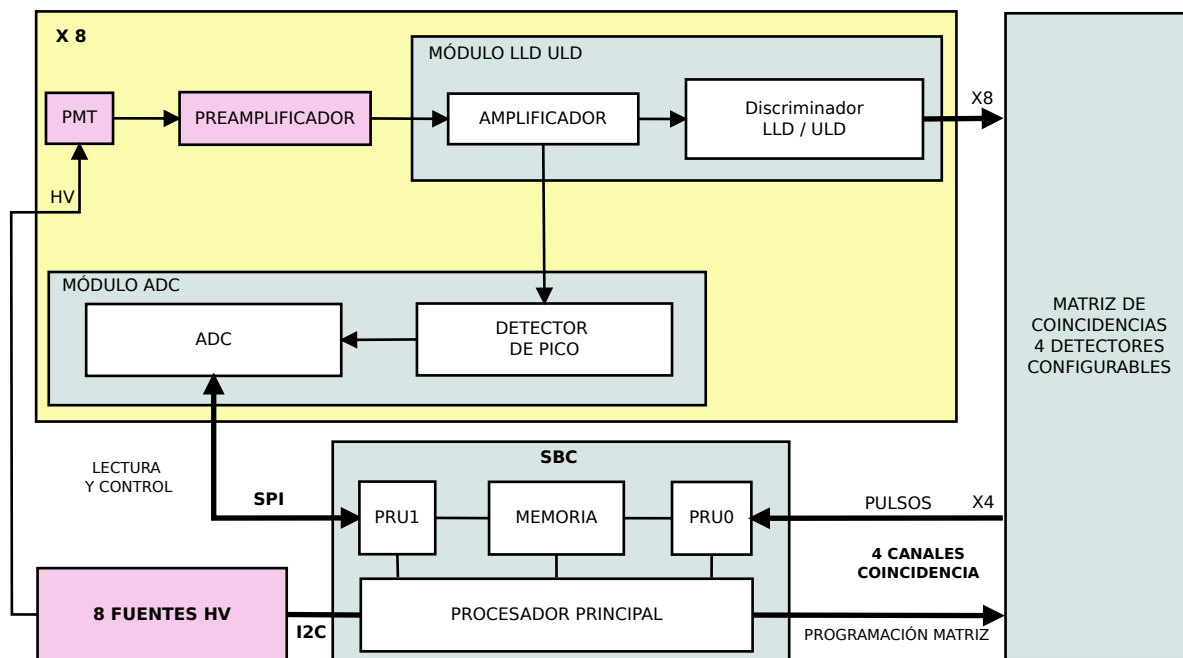


Figura 5.2: Esquema en bloques del conjunto completo SAS

funcionar el resto.

5.2 Hardware SAS

5.2.1 Esquema general

El esquema funcional en bloques del conjunto se muestra en la Fig. 5.2. Corresponde a la versión del segundo prototipo que incluye los detectores de pico y los ADC. Los bloques color magenta representan los elementos que físicamente están contruidos fuera de la caja principal de SAS. Los PMTs y los preamplificadores están instalados en las esquinas de las cajas contenedoras de los centelladores y las fuentes de alimentación de HV están incluidas en una única caja aparte, junto a la caja principal. Los recuadros en fondo azul corresponden a placas de circuito impreso que contienen bloques funcionales en blanco. Pueden identificarse físicamente en la Fig. 5.3. El recuadro amarillo representa los bloques de un único canal de entrada, pues incluye ocho idénticos, uno por canal. Las conexiones digitales o con varias líneas se representan con trazo más grueso.

Los pulsos generados por cada PMT son amplificados y conformados por el preamplifica-

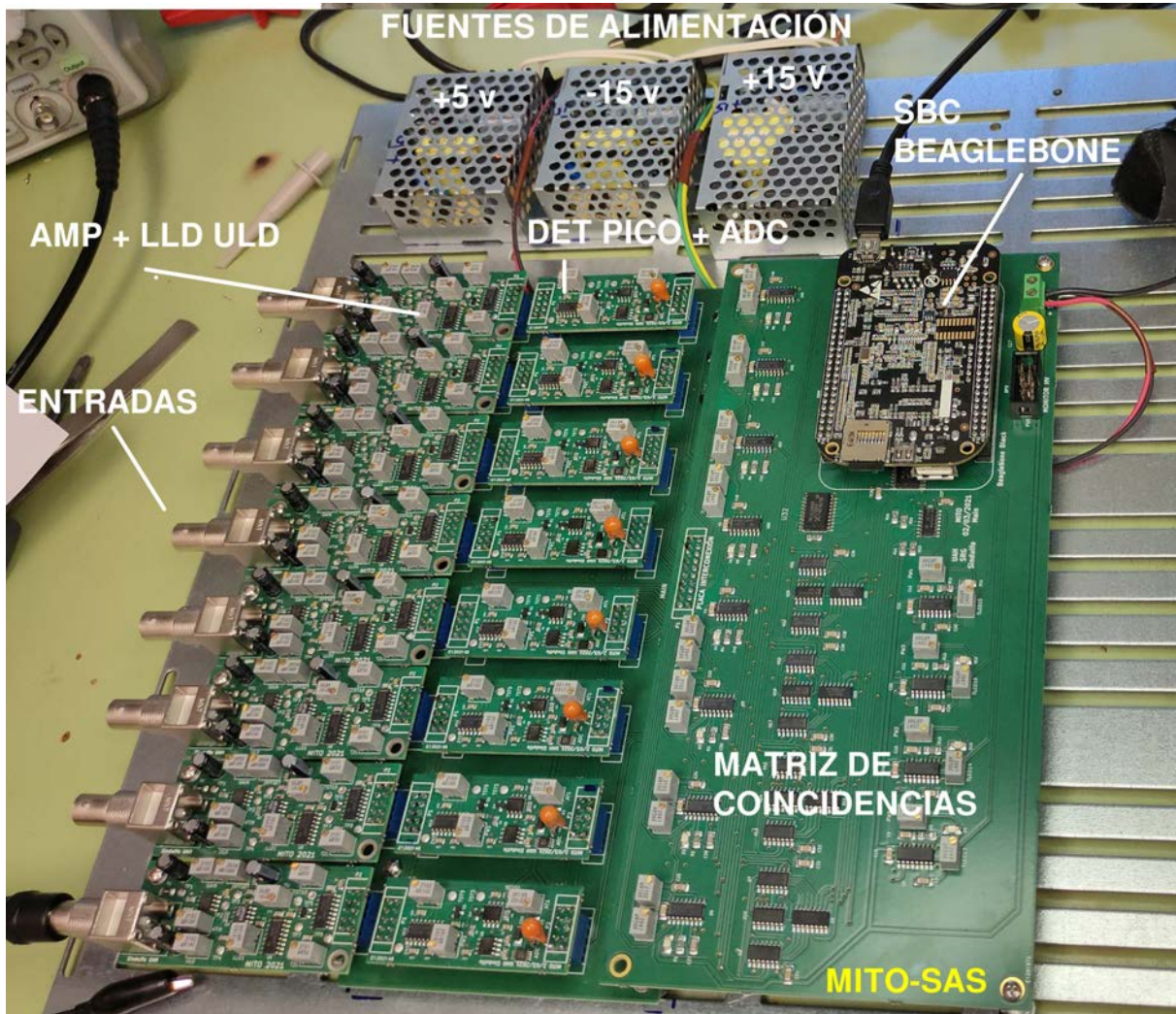


Figura 5.3: Imagen con identificación de los módulos SAS. Obsérvese el diseño modular con ocho módulos idénticos AMP+LLD/ULD y otros ocho DET PICO+ADC

dor y pasan al módulo SAS, donde son amplificados. La ganancia del amplificador de cada canal es ajustable para ecualizar los ocho canales. La salida del amplificador lleva los pulsos al discriminador de nivel donde se eliminan aquellos que están por debajo (ruido) y por encima (no deseados) de un determinado umbral ajustable. Los que están por debajo corresponden a ruido generado por componentes electrónicos o a pulsos generados por partículas que depositan poca energía en el centellador. Los que están por encima del ULD corresponden, entre otros, a partículas que decaen en el centellador, posibles apilamientos de pulsos de diversas partículas o, simplemente, aquellas que están fuera del espectro de energías muónico y, en definitiva, que no interesan para nuestros fines. Este módulo genera un impulso cuadrado TTL por cada pulso útil recibido (entre umbrales LLD/ ULD) que se envía a la matriz de coincidencias.

El software del procesador principal (MP) del SBC configura, al inicio del programa, las combinaciones deseadas en cada uno de los cuatro detectores de coincidencia, cuyas salidas generan un pulso por cada coincidencia producida que se envía al SBC.

Las cuatro líneas de canales de coincidencia son continuamente chequeadas por la unidad de proceso en tiempo real PRU0, la cual detecta y cuenta todos los pulsos generados por los cuatro canales de coincidencia de forma autónoma, con independencia de la medición de alturas de pulso que lleva a cabo el procesador PRU1. Es importante resaltar que los tres procesadores, el principal (MP) y las dos PRUs, trabajan de forma autónoma y sin interferirse entre sí, de ahí las magníficas prestaciones que se logran con el conjunto.

Cada minuto, la PRU0 pone el valor de los cuatro contadores en una posición de memoria y avisa al procesador principal (MP) para que los recoja y los escriba en un archivo. Al recibir un pulso correspondiente a coincidencia a 8, activa un *flag* en una posición de memoria para avisar a la PRU1 de ello y deja en un segundo *buffer* el dato temporal exacto en el que se produce la coincidencia. Además, la PRU0 avisa al MP, mediante otro *flag* en memoria, cuando este segundo *buffer* se ha llenado en un 50 % y debe ser leído y archivado.

Por otro lado, los pulsos amplificados llegan al detector de pico, que genera un nivel de tensión continua igual a la altura del pulso. Este nivel se mantiene automáticamente durante 5 μs para todos los pulsos, tiempo suficiente para poder ser leído por los ADCs. Cuando hay una coincidencia a 8, la PRU1, alertada por la PRU0, inicia el protocolo de comunicación con los 8 ADCs para leer el valor del nivel de tensión de los detectores de pico. La propia PRU1 se encarga de poner esos valores en el *buffer* de memoria a continuación de la marca de tiempo que la PRU0 ya ha dejado, para que quede el dato completo con el instante de la coincidencia a 8 y con los niveles de altura de pulso correspondientes.

La fuente de alimentación de HV, la cual tiene ocho salidas independientes, una para cada fotomultiplicador, se comunica mediante protocolo I2C con el SBC para ajustar cada uno de

los voltajes de salida y para monitorizar su estado periódicamente.

5.2.2 Ordenador monoplaca (SBC)

Hoy en día pueden hallarse en el mercado multitud de tarjetas procesadoras de bajo coste con posibilidades de conexión a entradas y salidas de propósito general (GPIOs) y capacidad de proceso suficiente entre las que había que elegir la más adecuada para la adquisición de datos y el control de la circuitería de MITO. Por enumerar algunas, tenemos Arduino, Raspberry Pi, Cubietrack, Odroid, Banana Pi, Parallella, BeagleBone Black, OLinuxino-Lime, Galileo, Libelium Waspote, Nanode, etc. (Fig. 5.4). Todas ellas podrían agruparse en tres grandes grupos representados por Arduino (baja capacidad de proceso con muchas GPIO), Raspberry Pi (Gran capacidad de proceso y pocas GPIO) y BeagleBone Black (gran capacidad de proceso y gran número de GPIO).

De todos ellos, el SBC elegido es el sistema empotrado comercial de bajo coste denominado Beaglebone Black (BBB). Muchas de ellas ofrecen características similares en cuanto a capacidad de proceso, cantidad de GPIOs suficientes, conexión de red o comunicaciones con protocolos I2C y SPI. Sin embargo los aspectos que más han pesado en la elección han sido:

- **Sistema operativo Linux Debian.** Algunas funcionan sin necesidad de cargar un sistema operativo (OS), como Arduino. Otras cargan sistemas linux propios. Se requiere que funcione con un OS libre y avanzado como Linux, con soporte y de uso enormemente extendido, pues esto facilita el mantenimiento y el uso de casi cualquier tipo de funcionalidad o aplicación. Linux Debian es un sistema ampliamente utilizado con distribuciones para todo tipo de plataformas y arquitecturas de microprocesador como ARM o x86. El OS facilita muchas funcionalidades como la comunicación en red, la grabación en disco, el tratamiento de los datos o el preprocesado de los mismos en caso de necesidad.
- **PRUs.** El hecho de incluir, además del procesador principal (MP), dos procesadores en tiempo real (PRUs), fue un factor decisivo, pues el uso de estos procesadores en conjunto dota al sistema de una capacidad extraordinaria, ya que las PRU se dedican a la adquisición de datos de forma exclusiva mientras que el MP lleva a cabo otras funciones que no requieren tiempo real.
- **Elevado número de GPIOs.** Esta característica es muy importante ya que deben ser suficientes para interactuar con toda la electrónica del sistema. Además, es conveniente que algunas sean analógicas con ADC para tener la posibilidad de medir niveles de tensión

Beaglebone black



Raspberry Pi



Arduino Mega



Odroid



Figura 5.4: Imágenes de SBCs de bajo coste con buenas prestaciones

(en el primer prototipo de MITO se emplean para monitorizar las fuentes de alimentación de HV).

- **Homogeneidad.** Los otros sistemas que forman parte de ORCA utilizan el mismo SBC. Esto facilita el uso de utilidades y aplicaciones iguales para cubrir necesidades comunes como las comunicaciones en red (configuración, red privada virtual segura VPN para comunicación remota, UDP), acceso al sistema de almacenamiento conectado en red (NAS) o actualizaciones de software que podrán configurarse de la misma forma, facilitando las tareas.
- **Experiencia.** Finalmente y no menos importante, la experiencia en el uso de la BBB en el sistema de adquisición de datos con coincidencia software descrito en el primer artículo (sección 3.5).

La BBB contiene un chip procesador con arquitectura ARM (el AM3358BZCZ de Sitara) que incluye, además del procesador principal, dos unidades de proceso diseñadas para trabajar en tiempo real denominados PRU0 y PRU1. La BBB tiene el tamaño de una tarjeta de crédito e incluye una memoria SDRAM a 400 MHz y una memoria flash de 4 GB tipo eMMC. Cuenta con 65 posibles pines de entrada-salida de propósito general (GPIOs), comunicación por red ethernet, puertos con protocolos I2C y SPI, salida HDMI, conexión USB y trae instalado el sistema operativo Linux.

Dada su importancia en este proyecto, en el anexo C se exponen sus características de forma más detallada.

5.2.3 Preamplificador y conformador de pulso (*shaper*)

La función de todo preamplificador es aplicar a la señal, normalmente de bajo nivel, un primer paso de amplificación. Con ello se consiguen varios efectos:

- **Mejorar la relación señal/ruido.** El ruido es generado, principalmente por efecto térmico en los propios semiconductores y por inducción electromagnética en los cables. Cuando las señales son de bajo nivel, cercanas al nivel de ruido, se emplean preamplificadores de bajo ruido (a veces incluso criogenizados) para conseguir que dicho nivel esté por debajo del nivel de señal y así poder discernir la una del otro. El ruido por inducción aumenta con la longitud de los cables y para evitarlo se emplean cables blindados haciendo la función de pantalla por efecto Faraday. Por tanto, situar al preamplificador de bajo ruido cerca del generador de señal (PMT) será una buena forma de reducirlo,

Electrical data

at 20°C

Frequency (MHz)	Attenuation (dB/100m)	Max. power rating (Watts) (at ambient temperature 25°C and max. inner conductor temperature of 70°C)	Return loss (dB) several peaks are allowed	
	nominal	maximum		
10	4.2	750	Frequency (MHz)	
100	15.7	230	50-100	≥ 28
200	23.0	180	100-300	≥ 27
400	34.5	110	300-500	≥ 26
1000	60.0	65	500-1000	≥ 25

All other requirements acc. to MIL-C-17F, MIL-C-17G

Tabla 5.1: Atenuación del cable RG-58 utilizado, según hoja de características técnicas del fabricante.

mejorando la relación señal-ruido (SNR) que llega a los siguientes módulos electrónicos, normalmente a cierta distancia del detector (Fig. 5.5). La señal amplificada (con niveles del orden del voltio), es más inmune al ruido que se genere en el cable y en las etapas posteriores, ya que los niveles de ruido generados están en amplitudes de milivoltios, varios ordenes de magnitud inferiores, afectando poco o nada a la señal.

- **Adaptación de impedancias.** Los cables de transmisión tienen impedancias características típicas de 50 y 75 Ω , mientras que un PMT tiene muy alta impedancia de salida. De hecho, es lo más parecido a una fuente ideal de corriente. Por ello el preamplificador es de transimpedancia, convirtiendo corriente en tensión y adaptando la alta impedancia de salida del PMT a la baja impedancia del cable coaxial para lograr una máxima transferencia de energía y evitar reflexiones en el cable que pueden dar lugar a falsas detecciones de pulsos.
- **Compensación de pérdidas.** Para una determinada frecuencia, en el cable se produce atenuación de la señal de forma proporcional a la distancia. Esa atenuación es mayor cuanto más alta es la frecuencia de la señal. En la tabla 5.1 se muestran las atenuaciones del cable coaxial tipo RG-58 empleado en este proyecto. Para 4 MHz, que es aproximadamente la componente de frecuencia más alta del pulso a la salida del preamplificador (según la pendiente del flanco de subida de Fig. 5.7 derecha), la atenuación será de 4 dB en 100 m de cable. Sin embargo, en la transmisión del pulso original generado por el PMT, con componentes de alta frecuencia del orden de 400 MHz, tendríamos una atenuación de 34,5 dB.

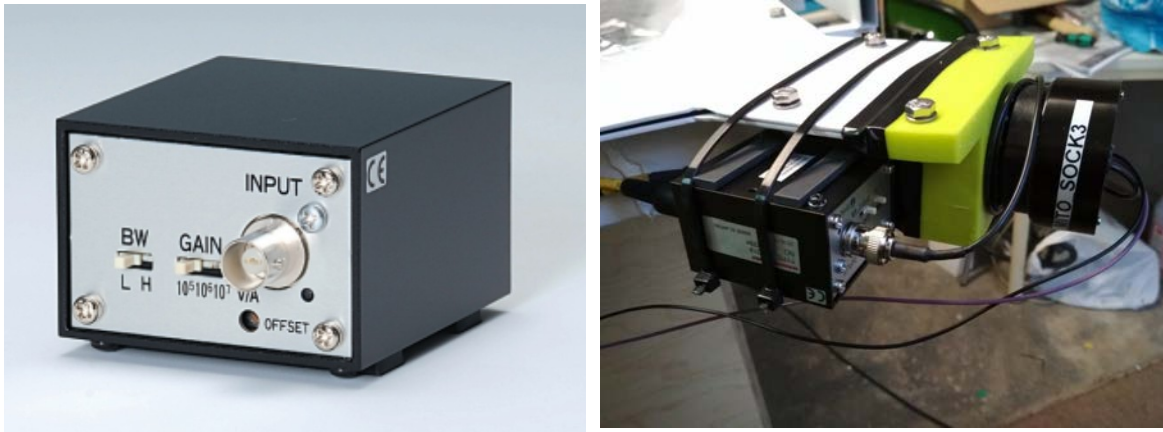


Figura 5.5: A la izquierda preamplificador C7319 de Hamamatsu utilizado. A la derecha colocación cerca del PMT en MITO.

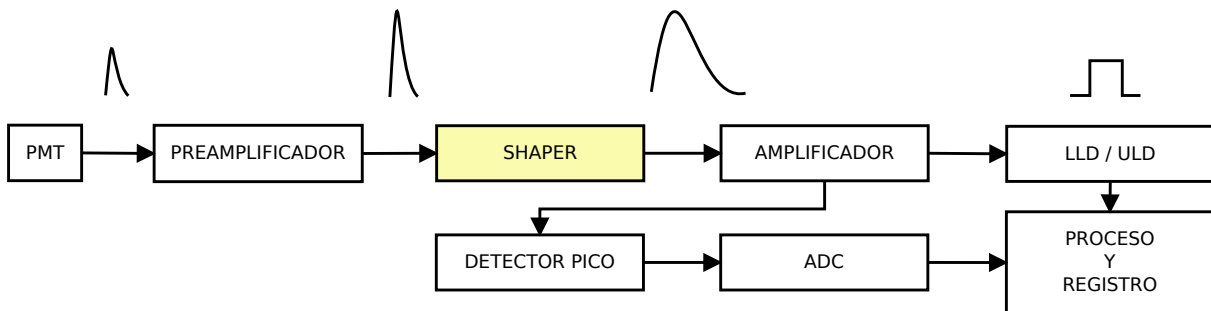


Figura 5.6: Diagrama general en bloques de un canal del telescopio de muones.

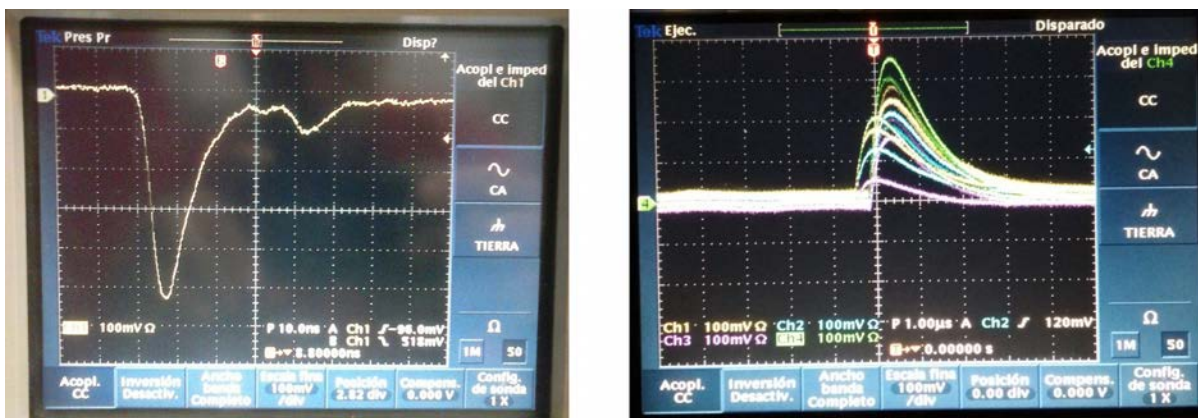


Figura 5.7: A la izquierda pulso a la salida del PMT. A la derecha pulsos de los ocho PMTs a la salida de los preamplificadores. Señales tomadas de MITO.

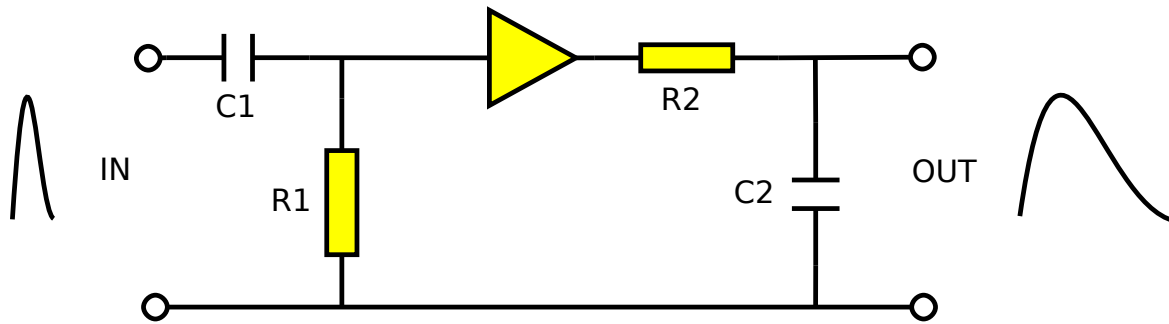


Figura 5.8: Red conformadora de pulso. Circuito diferenciador e integrador separados por un amplificador de alta impedancia de entrada.

Módulo conformador de pulsos (*shaper*)

En una cadena típica de instrumentación nuclear (Fig. 5.6), tras el preamplificador, el primer paso es un circuito conformador de pulso, también denominado *shaper*. Su misión es convertir el pulso procedente del PMT en otro de mayor duración que mantenga la proporcionalidad en la altura de pulso, elimine ruido y facilite el tratamiento de señal a los circuitos siguientes. El *shaper* es necesario porque los pulsos generados por los PMTs son de muy corta duración y muy escarpados en su flanco de subida. Concretamente, el pulso típico generado por el PMT empleado en MITO (R2154-02 de Hamamatsu) tiene un flanco de subida de $3,4 \text{ ns}$ y un FWHM de $3,6 \text{ ns}$ (Hamamatsu 2010). Para medir la altura de pulso en un tiempo tan corto se necesita circuitería sofisticada con componentes de grandes prestaciones que complica mucho el diseño y la implementación, dificultando dotarle de buenas características en parámetros como pueda ser la linealidad en la medida de la altura de pulso. La forma de facilitar enormemente esta tarea es incluir un circuito conformador de pulso, que lo haga más ancho manteniendo la linealidad respecto a la altura de pulso original, que es el dato que interesa medir.

Una red conformadora de pulso suele estar compuesta por un diferenciador y un integrador. Ambas etapas están aisladas por un amplificador separador de alta impedancia de entrada, de forma que una no interfiera en la otra (Fig. 5.8).

La expresión que relaciona la señal de entrada (E_{IN}) con la señal de salida (E_{OUT}) es la siguiente:

$$E_{OUT} = E_{IN} \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} (e^{-t/\tau_1} - e^{-t/\tau_2}) \quad (5.1)$$

Siendo τ_1 y τ_2 las constantes de tiempo de las redes diferenciadora e integradora respectivamente (Knoll 1999).

La ecuación 5.1 da lugar a curvas como las mostradas en la Fig. 5.9, que tienen una forma similar a las reales tomadas de MITO mostradas en la Fig. 5.7 derecha. Un diferenciador elimina frecuencias bajas y un integrador elimina frecuencias altas. Por ello el conjunto da una salida limpia tras eliminar componentes espectrales de baja y alta frecuencias, entre las que se incluyen muchas de ruido. Esto tiene un inconveniente si se quiere estudiar la forma del pulso, ya que se eliminan muchas de las frecuencias que la caracterizan. En realidad, la forma resultante del pulso es muy dependiente de las constantes de tiempo del integrador y diferenciador, como se desprende de la Fig. 5.9.

En la Fig. 5.7 puede verse a la izquierda un pulso real obtenido del PMT R2154-02 de Hamamatsu, empleado en este proyecto, por conexión directa al osciloscopio y, a su derecha, pueden verse los pulsos tomados a la salida de los preamplificadores de cada uno de los ocho PMTs. El primer pulso tiene un ancho a media altura (FWHM) de 12 ns. Sin embargo, tras pasar por el preamplificador, los pulsos tienen un FWHM de 1,5 μ s (125 veces más ancho), además de verse menos escarpados y con trazos continuos sin el rizado típico del ruido.

***shaper* en MITO**

En MITO no es necesario utilizar un módulo *shaper*, ya que el preamplificador realiza también esa función. Curiosamente, la conformación del pulso se lleva a cabo aprovechando una característica del tipo de amplificador operacional (OA) empleado en la circuitería del preamplificador, que es el modelo OPA132 de Texas Instrumentes (TI 1995). Tiene un *Slew Rate* de 20 V/ μ s y un ancho de banda de 8 MHz. Con estas características es imposible seguir la variación de los pulsos que generan los PMT (necesitaríamos un *Slew Rate* del orden de 3 kV/ μ s). En consecuencia, la pendiente del flanco de subida en la señal de salida es muy inferior y su nivel máximo estará en función del tiempo de subida del pulso de entrada, por eso, es necesario que la pendiente del flanco de subida del pulso generado por el PMT sea constante para todos los pulsos y, así, tener una linealidad entre el alto de pulso de entrada y el de salida. Afortunadamente, debido a las características intrínsecas de los PMTs (Hamamatsu 2010) la pendiente del flanco de subida es siempre constante. Todo ello se traduce en un alargamiento del pulso, una eliminación de componentes de altas frecuencias y una disminución de la amplitud, la cual se compensa con una segunda etapa amplificadora tras el amplificador de transimpedancia del primer paso (esquema en Fig. 5.10).

En la Fig. 5.11 pueden observarse las señales de entrada y salida del circuito del preamplificador, obtenidas con el simulador de circuitos electrónicos TINA de Texas Instruments. La señal de entrada de la izquierda que es muy aproximada a la generada por el PMT. Obsérvese

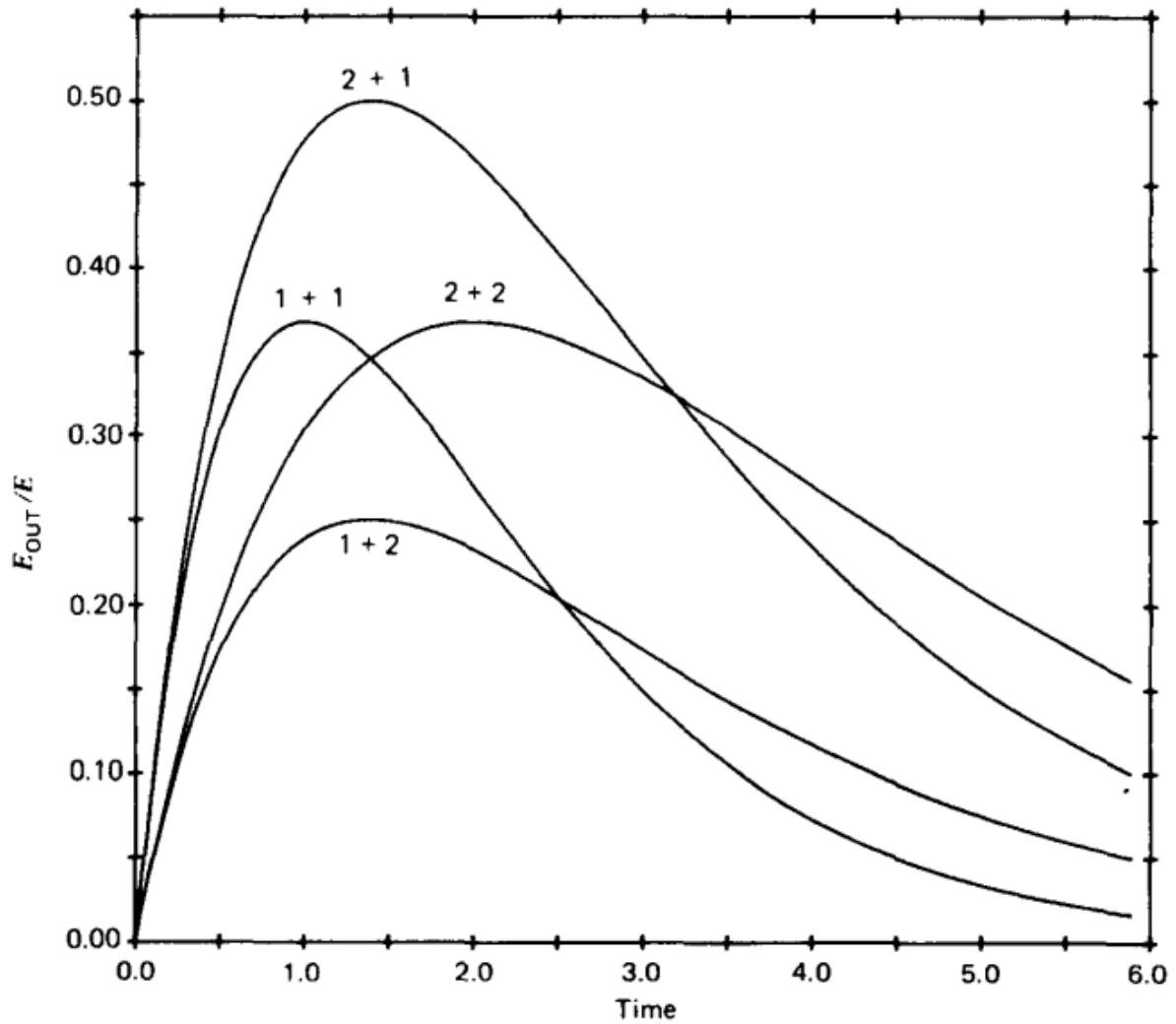


Figura 5.9: Curvas de respuesta a red diferenciadora e integradora para una señal de entrada de amplitud E en el instante $t=0$. Las unidades de tiempo son las mismas para las constantes de tiempo de las redes que para el eje de abscisas. Gráfico extraído de Knoll 1999.

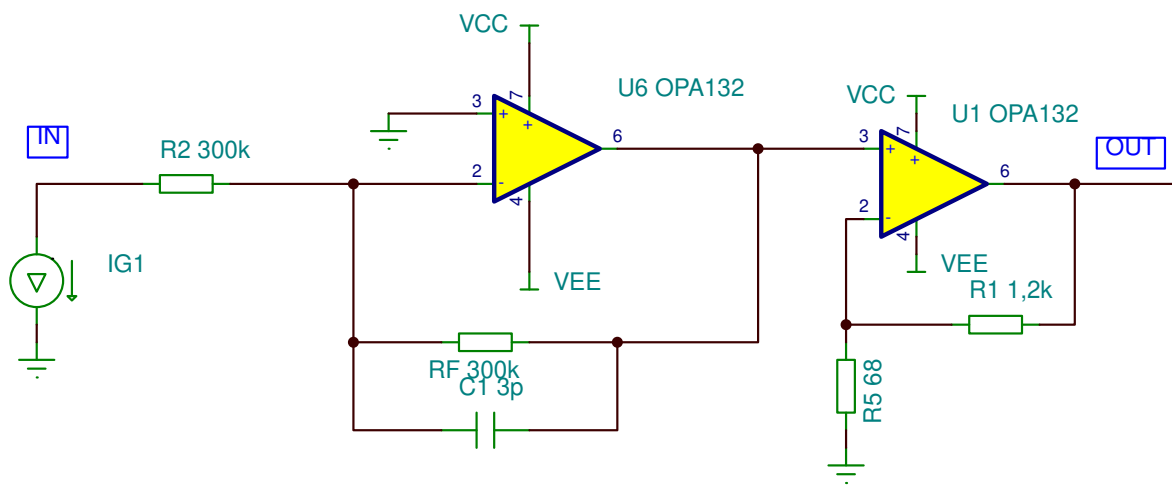


Figura 5.10: Esquema electrónico del preamplificador Hamamatsu R2154-02 empleado para la simulación de su comportamiento.

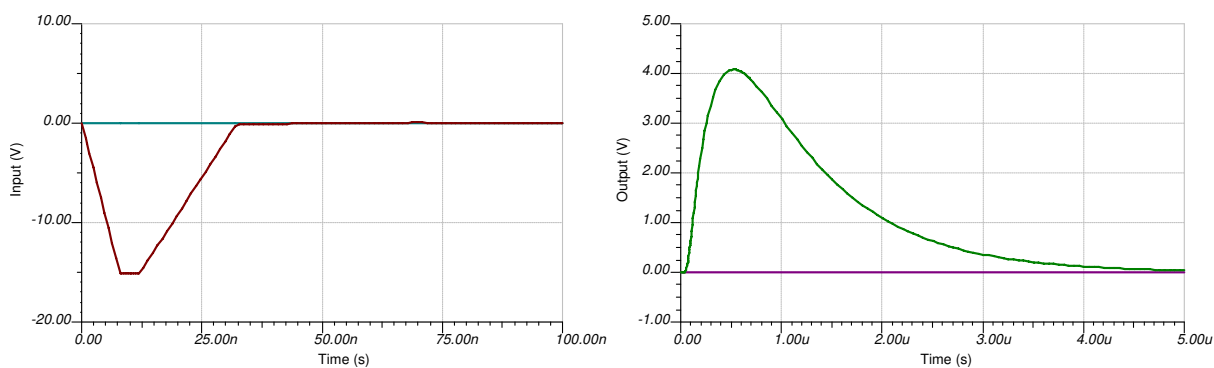


Figura 5.11: A la izquierda señal de entrada y a la derecha señal de salida obtenida mediante simulación con TINA (Texas Instruments) del circuito electrónico del preamplificador.



Figura 5.12: PCB del módulo amplificador y discriminador de nivel (LLD/ULD terminado).

que a partir de una señal con un flanco de subida de 5 ns se obtiene una en la salida con flanco de $0,5\ \mu\text{s}$, es decir, 100 veces más larga. Como se ve su forma es similar a las obtenidas realmente (Fig. 5.7) y a las obtenidas en la Fig. 5.9. Esta señal resultante es la que llega a SAS y a ARACNE para llevar a cabo todo el proceso de obtención de altura de pulso y número de cuentas en los distintos canales de coincidencia.

5.2.4 Amplificador y discriminador de nivel

En este apartado se exponen los aspectos más destacables del diseño del circuito amplificador de entrada y del circuito discriminador de niveles LLD y ULD. Ambos se han implementado en conjunto en la misma PCB. Lógicamente, hay en total 8 PCBs, una por cada canal de entrada. Su esquema electrónico completo se muestra en el Anexo D, donde se explica su funcionamiento de forma más detallada.

Amplificador

El amplificador, cuyo esquema se muestra en la Fig. 5.13, recibe la señal que procede del preamplificador y que le llega por el conector de entrada (P1). Incluye una resistencia variable (GAIN1) para el ajuste de la ganancia. Con ella se adapta el nivel de los pulsos del canal a un nivel adecuado para el tratamiento posterior de la señal y dentro del margen dinámico que mantenga la linealidad (valor máximo $13,8\text{ V}$), concretamente, en el circuito real el ajuste se ha hecho a 13 V . Este ajuste de ganancia es muy importante y es al que se hace referencia tanto en el segundo artículo publicado (sección 4.1), como en el epígrafe 6.1. Su importancia reside en la necesidad de equalizar los ocho canales para compensar las diferencias de ganancias con las que los PMTs salen de fábrica, según se ha expuesto en la sección 1.7.3, lo cual se consigue actuando sobre los ocho ajustes de ganancia (uno por cada entrada de señal).

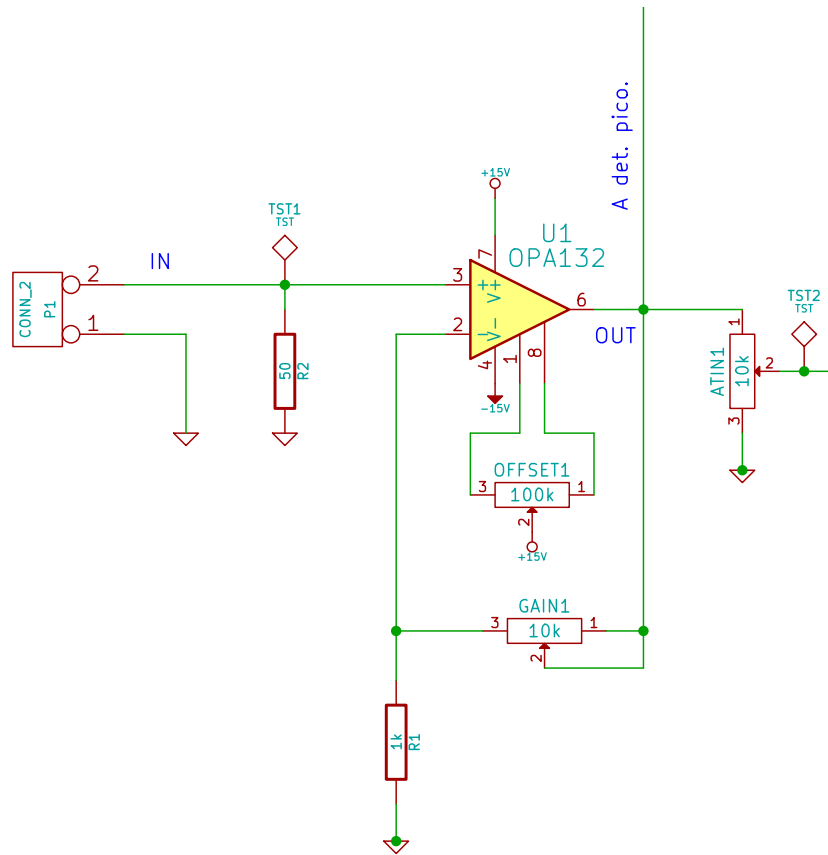


Figura 5.13: Esquema electrónico del amplificador de entrada.

Una peculiaridad de este amplificador es que, en la segunda unidad de MITO, se ha diseñado con amplificadores operacionales (OAs) que funcionan con alimentación simétrica de ± 15 V. El prototipo inicial se diseñó con alimentación de ± 5 V, dado que el primer MITO no contaba con la funcionalidad de altura de pulso, para la cual es mejor el empleo de tensiones de alimentación más altas por los motivos que se explican en la sección 5.2.5, a continuación de ésta.

Discriminador de nivel de pulso

El discriminador de nivel de pulso LLD/ULD está formado por 2 OAs comparadores, 3 monoestables y una puerta AND (Figuras 5.14 y 5.15). Su misión es eliminar los pulsos que están por debajo de un determinado nivel (LLD) o los que superan otro determinado nivel (ULD), los cuales son ajustables. Cuando la altura de un pulso recibido está entre esos umbrales, el circuito genera otro pulso TTL que se lleva a la matriz de coincidencias para ser tratado y obtener las cuentas por unidad de tiempo de cada canal de coincidencias. Por tanto, a partir de los compa-

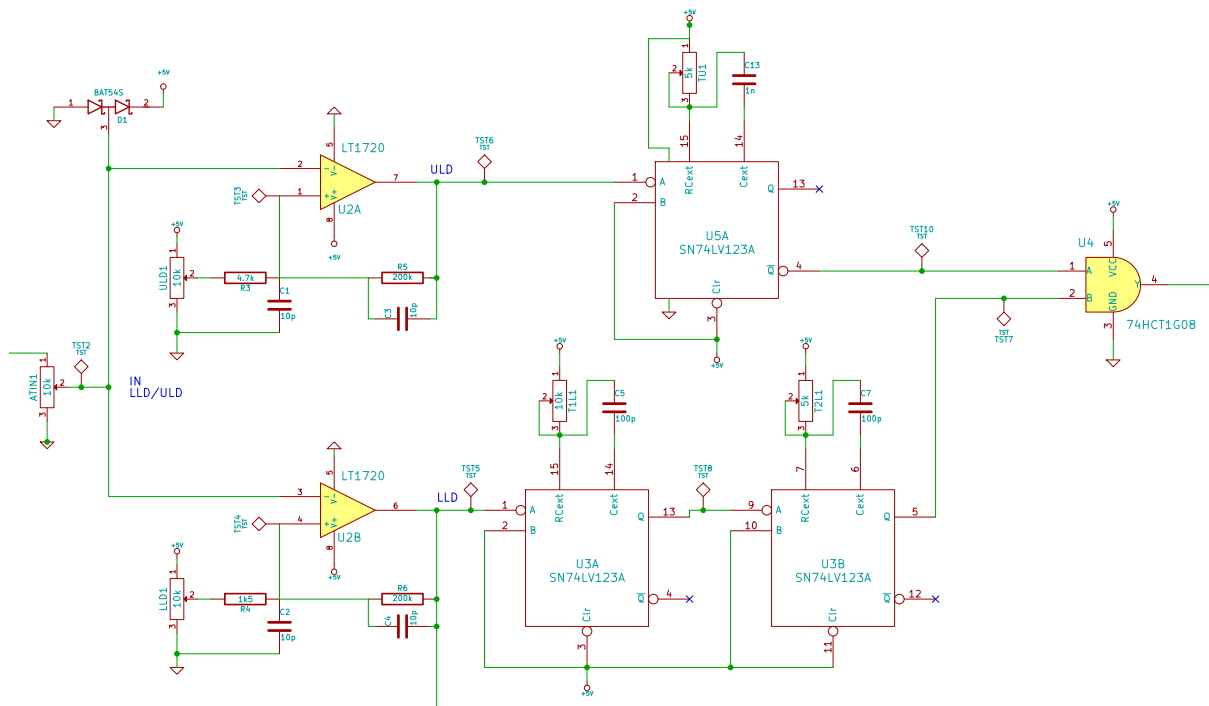


Figura 5.14: Esquema electrónico del circuito discriminador de nivel LLD y ULD.

radores, desaparece el pulso de la señal de entrada (analógica) y se trabaja con señales digitales. En la Fig. 5.15 se muestra el esquema en bloques con indicación de los tipos de señales que genera cada bloque.

Lo más destacable de este circuito es la dificultad que surge en el diseño al tener que eliminar los pulsos que sobrepasan el umbral ULD, ya que el circuito debe esperar a que el pulso haya superado su nivel máximo para discernir si debe ser válido o no. Si sólo hubiera que validar los pulsos que están por encima del umbral LLD, la circuitería sería mucho más sencilla de diseñar con un simple comparador.

Esa dificultad fue resuelta añadiendo tres monoestables (véase Fig. 5.15). En resumen, los monoestables 1 y 2 generan un pulso retardado tras el comparador LLD que pasará a la salida de la puerta AND cuando el monoestable 3 no genere un nivel bajo a su entrada, lo cual sucede cuando se supera el umbral ULD.

Previamente a la implementación del circuito LLD/ULD se hizo una simulación del mismo mediante la herramienta LTSpice (de Linear Technology), para asegurarse del funcionamiento dentro de los parámetros especificados. En el anexo D se incluye el esquema del circuito completo, tanto el utilizado para la simulación como el finalmente implementado. Se explica su

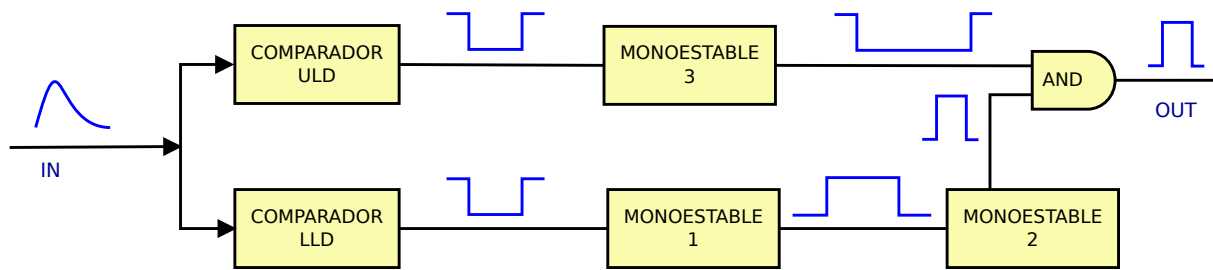


Figura 5.15: Esquema en bloques del circuito discriminador de nivel LLD y ULD.

funcionamiento y se muestran los diagramas temporales de las señales en distintos puntos para una mejor comprensión de su funcionamiento.

5.2.5 Detector de pico y ADC

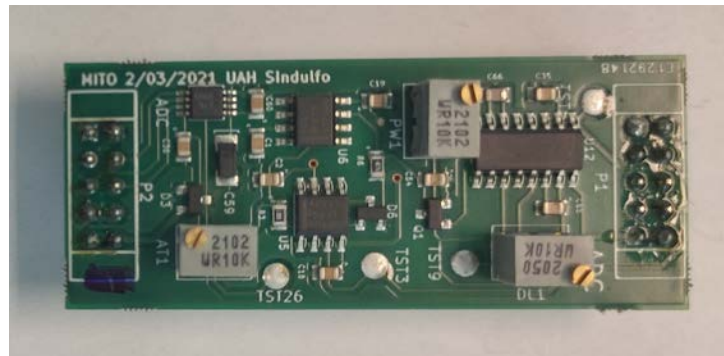


Figura 5.16: PCB del circuito detector de pico y ADC de un canal con componentes ya montados.

Este módulo es imprescindible en SAS para sustentar esta tesis, ya que es el encargado de medir y convertir a un dato numérico la altura de los pulsos recibidos de los PMTs. El primer prototipo enviado a la Antártida no la incorpora, sin embargo, a fecha de depósito de esta tesis, ya está implementada, probada en laboratorio y preparada con el resto de circuitería electrónica para instalar en Izaña (Tenerife).

En la Fig. 5.16 se muestra la PCB ya terminada de este módulo, que se compone básicamente del circuito detector de pico y del conversor analógico a digital (ADC), el cual convierte a un valor entre 0 y 4095 (12 bits) el nivel de tensión almacenado en el detector de pico. En el Anexo E se incluye el esquema electrónico del circuito completo así como una explicación de su funcionamiento que complementa a lo aquí expuesto.

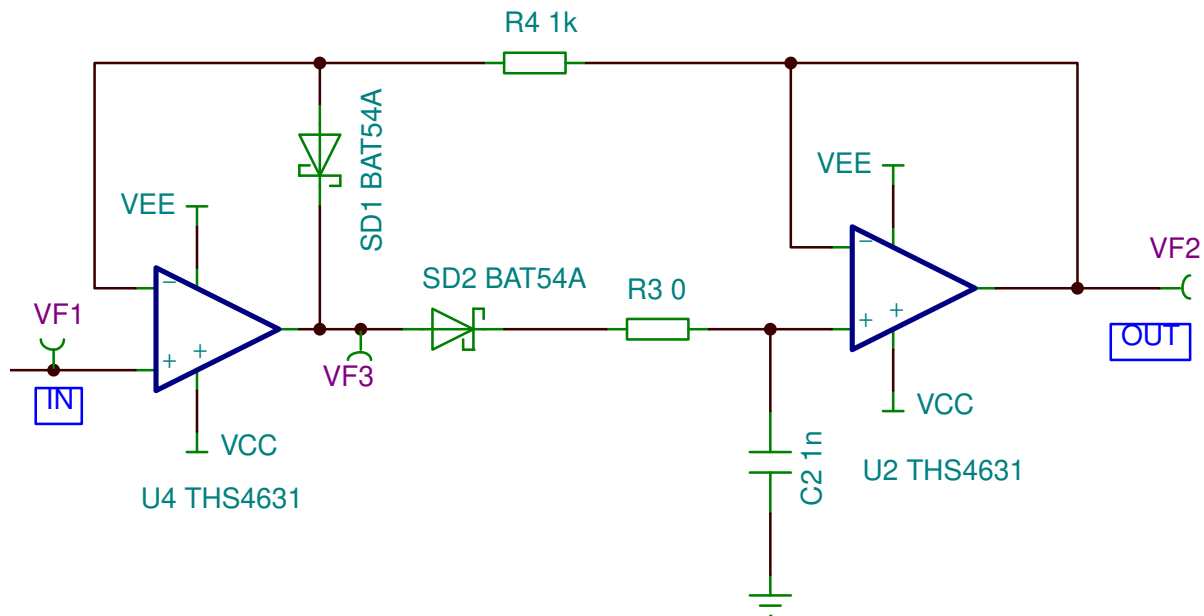


Figura 5.17: Esquema del circuito detector de pico utilizado para la simulación.

Detector de pico

La función del detector de pico (Fig. 5.17) es obtener a su salida una tensión continua del mismo valor que el voltaje del alto del pulso de entrada. En síntesis, ello se consigue cargando un condensador (C2) con el pulso de entrada a través de un amplificador (U4) y un diodo (SD2). El voltaje de carga del condensador se ve reflejado a la salida del amplificador U2. El funcionamiento del circuito puede verse en la Fig. 5.18, donde se representan, por simulación, la señal de entrada (verde) y la tensión de salida (azul) del detector de pico. Ambas señales se superponen en el flanco de subida, quedando la señal de salida constante a partir del pico de tensión.

La mayor dificultad encontrada en el diseño del detector de pico fue obtener una buena linealidad entre los valores reales de alto de pico de entrada y el valor de voltaje a la salida, medido por el ADC. Para conseguirla, mediante el simulador de circuitos de Texas Instruments denominado TINA, se probaron varias configuraciones de circuitos detectores de pico y con distintos valores de componentes para cada una. Además, durante el tiempo de preparación de esta tesis, al autor codirigió un TFM (Guerra 2021) y un TFG (Gayo 2017) en los que hubo que desarrollar y experimentar también con distintas configuraciones de detectores de pico. Todo ello sirvió para llegar a la solución aquí propuesta (Fig. 5.17).

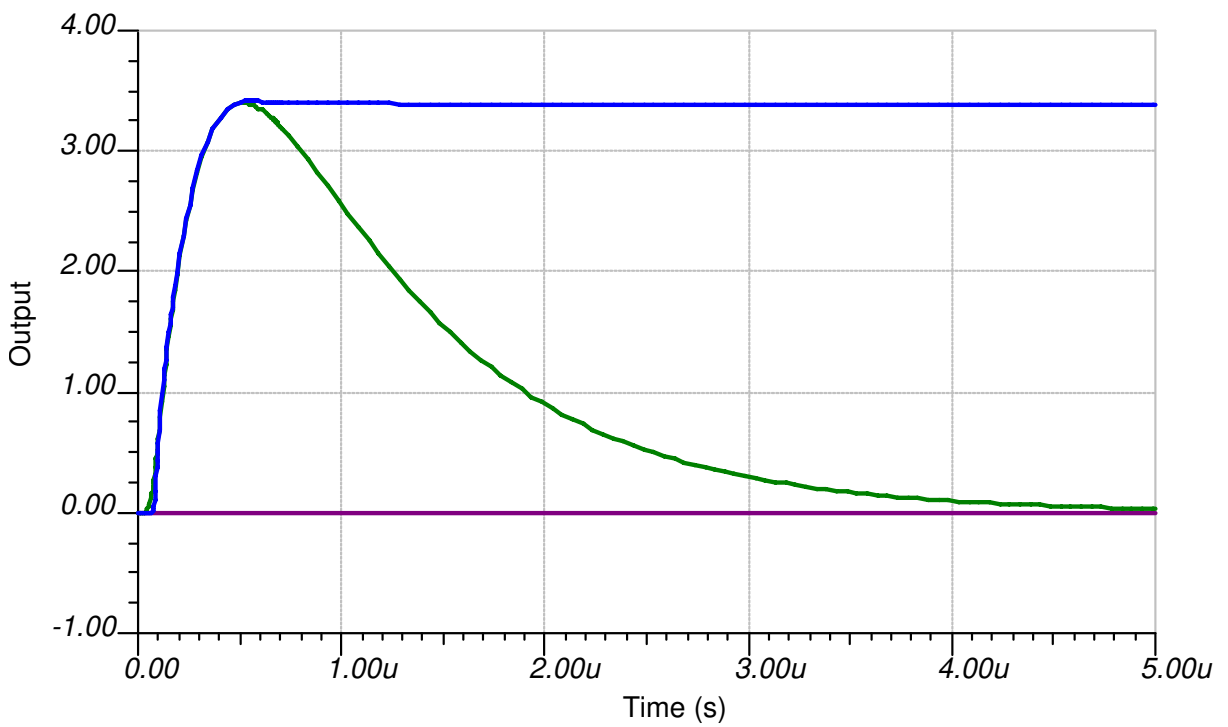


Figura 5.18: Señal generada por el detector de pico (azul) a partir del pulso de entrada procedente del amplificador (verde). Gráfico obtenido con el simulador TINA de Texas Instruments.

Los problemas de linealidad se daban sobre todo en los extremos del rango de valores del alto de pulso. Cuando en valores altos había buena linealidad, se perdía en los valores más bajos y viceversa. Para obtener los mejores resultados hubo que elegir cuidadosamente los valores de todos los componentes del circuito (Fig. 5.17) y las características de los OA. Los parámetros determinantes de la elección de éstos últimos fueron su funcionamiento con voltaje de alimentación de hasta ± 18 V, su elevado *Slew Rate* (900 V/ μ s), su altísima impedancia de entrada (10^9 Ω), determinada por estar compuesta internamente por transistores MOSFET y su alta corriente de salida (hasta 95 mA) (TI 2004a). Para obtener esas características funcionando a ± 15 V, estos OA tienen un consumo de corriente más elevado que otros operacionales que funcionan con tensiones de alimentación más bajas, sin embargo todas las pruebas realizadas con otros OAs alimentados a ± 5 V, dieron peores resultados. En la Fig. 5.19 se muestra el gráfico

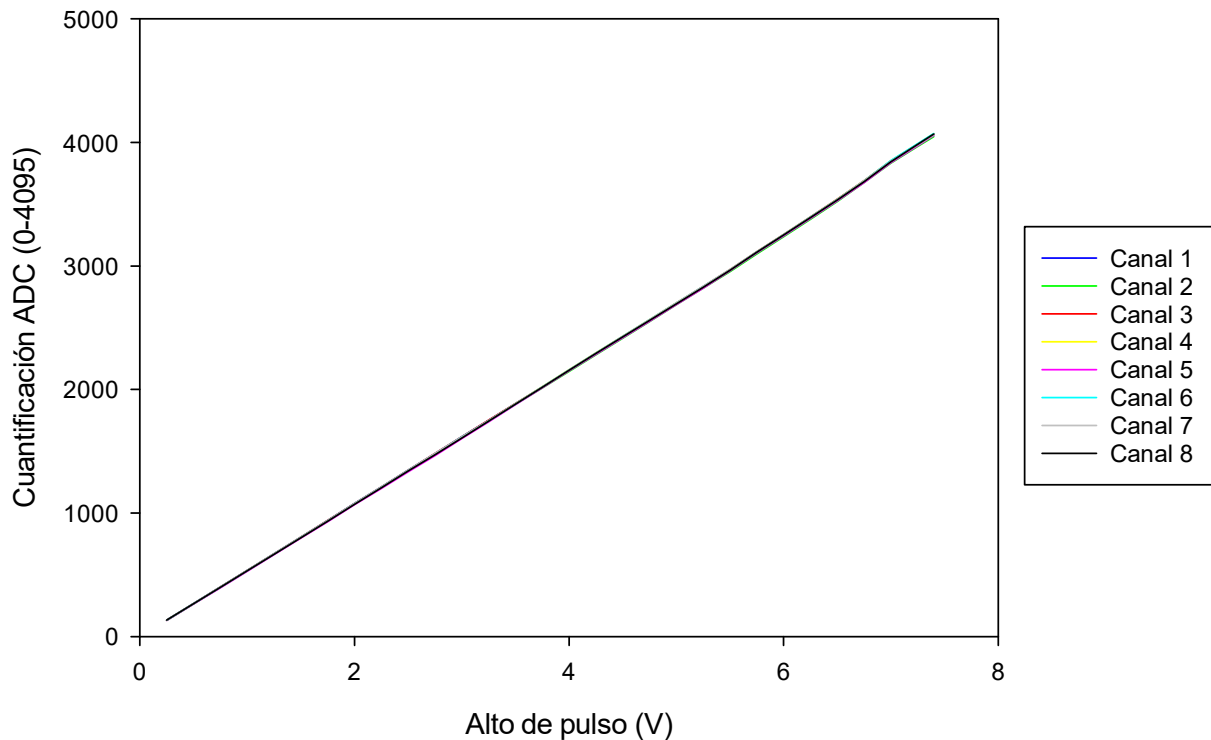


Figura 5.19: Valores medidos por los ADCs en función de la altura de pico a la entrada. Datos reales obtenidos en laboratorio con SAS a partir de pulsos inyectados mediante generador de señales. Se superponen todos los canales en la misma línea.

de linealidad obtenido con el circuito real, (esquema completo en Fig. E.1 del anexo E) inyectándole a la entrada los pulsos procedentes de un generador de señales en laboratorio. Están representados todos los canales y, como puede observarse, el nivel de pico medido guarda una relación constante con los niveles de pico inyectados por el generador, desde 0 al máximo nivel

de entrada utilizado en el laboratorio (7,4 V). Además, las representaciones de los 8 canales coinciden en la misma línea, lo que indica que, una vez ajustados, con niveles iguales de alto de pulso, presentan idéntico valor medido. Téngase en cuenta que el rango de valores empleado en laboratorio para esta medida no coincidirá exactamente con el rango entregado por el conjunto PMT + preamplificador. Sin embargo, el resultado será el mismo una vez ajustada la ganancia del amplificador de entrada, pues con ella se determina el nivel de ataque al detector de pico y, una vez ajustada, los niveles de trabajo internos de la circuitería serán los mismos.

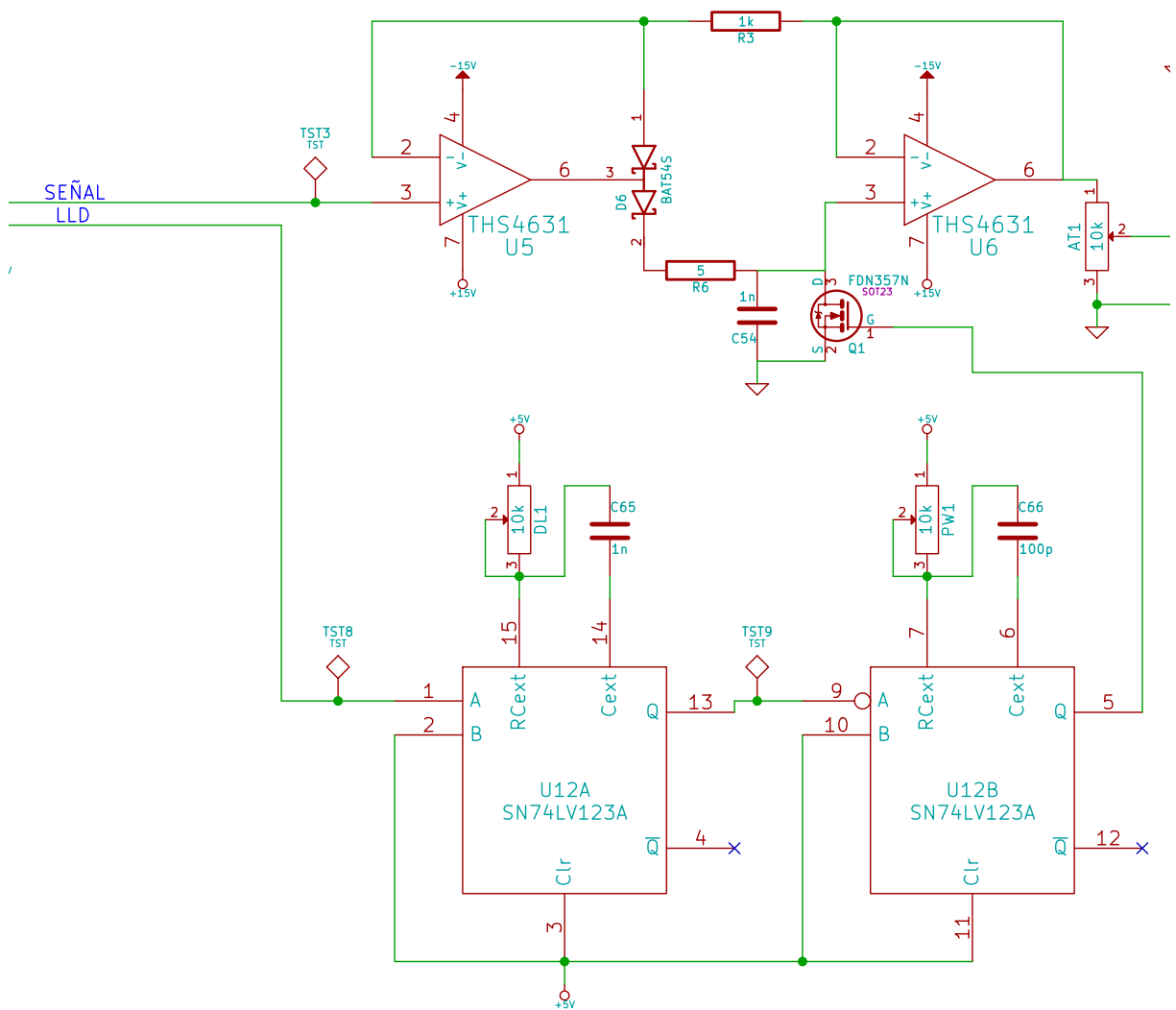


Figura 5.20: Esquema real del circuito detector de pico para un canal de entrada.

Uno de los aspectos más interesantes a destacar del circuito completo y real del detector de

pico (Fig. 5.20), es la forma en la que se inicializa el circuito después de cada pulso. Lógicamente, una vez detectado el alto de un pulso y convertido a un valor numérico por el ADC, el condensador debe descargarse a 0 V o a una tensión inferior al umbral LLD, para poder medir el alto de pico del siguiente pulso. Si no se descargara el condensador y el siguiente pulso tuviera menor altura que el anterior, no sería medido pues el condensador mantendría el nivel del pulso anterior. La descarga del condensador C54 la lleva a cabo el transistor MOSFET Q1 (ON 1998). Ofrece una alta resistencia entre fuente y surtidor ($1M\Omega$) mientras no se le aplique una tensión positiva en su puerta. Al activar la puerta con +5 V, su resistencia pasa a ser de $0,08\ \Omega$. Es decir, la constante de tiempo (RC) del circuito de descarga vale 1 ms en el primer caso y $8 \cdot 10^{-11}$ s en el segundo caso. El voltaje V_f en bornes del condensador en la descarga, partiendo de una tensión inicial de carga V_0 , viene dado por la expresión:

$$V_f = V_0 e^{-\frac{t}{RC}} \quad (5.2)$$

Siendo t el tiempo de descarga, R la resistencia, C la capacidad del condensador y RC la constante de tiempo.

Para los valores anteriores, tenemos que en $3,24\ \mu s$, que es el tiempo empleado en leer todos los ADCs, el voltaje del condensador (y el de salida del detector de pico), será un 99,7 % del valor más alto de carga, que es el alto de pulso real. En el caso de la descarga a través del transistor, con $0,08\ \Omega$ de resistencia en conducción, sólo en 1 ns la relación V_0/V_f vale $3,7 \cdot 10^{-6}$, por lo que en 300 ns que está el transistor en conducción, el voltaje final del condensador se puede considerar de 0 V.

En definitiva, el condensador se queda totalmente descargado de forma automática $5\ \mu s$ después de cada pulso, independientemente de que el valor de alto de pulso sea leído o no; no necesitando una orden directa del procesador para producir la descarga tras realizarse la lectura y, por tanto, no dedicando tiempo de proceso a ello. Esto ha podido implementarse así porque la duración de los pulsos es constante para un mismo valor de alto de pulso, pues viene determinado por el circuito *shaper* (sección 5.2.3). Y, por otro lado, el valor leído es siempre un 99,7 % del valor del pulso de entrada al detector, lo cual no tiene ninguna incidencia sobre los cálculos, no sólo por ser un factor constante que afecta por igual a todas las medidas, ya que se hacen simultáneamente en todos los ADCs, sino por los dos motivos siguientes: en primer lugar porque el algoritmo de cálculo hace el cociente entre los valores de dos PMTs, con lo que se anula ese factor que multiplica a numerador y denominador. Y en segundo lugar, porque esa pérdida puede compensarse con el ajuste del atenuador AT1.

Conversor Analógico a Digital (ADC)

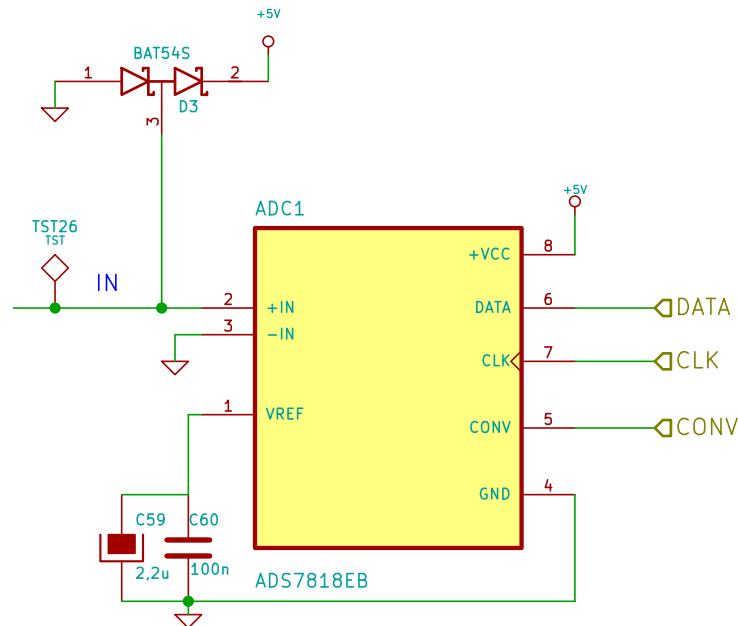


Figura 5.21: Esquema real del circuito ADC para un canal de entrada.

Sobre el circuito del conversor analógico a digital implementado (Fig. 5.21), tan sólo destacar el modelo de chip elegido, el ADS7818 (Burr-Brown 1998), que cuenta con un sistema de comunicación SPI cuya salida de datos va sincronizada con los flancos de la señal de reloj (CLK), sin necesidad de que ésta tenga una frecuencia constante ni continua.

El aspecto más gratificante para el autor del diseño del circuito ADC ha sido la solución adoptada para la lectura del dato de altura de pulso en los ocho canales para optimizar el tiempo de lectura. Todas las señales CONV (Fig. 5.21) de los 8 ADCs están interconectadas a la misma línea de salida de la PRU, desde la que se envían las ordenes de inicio de lectura y parada a los 8 conversores simultáneamente, evitando tener que hacerlo de uno en uno si estuvieran separadas. Además, las salidas de datos serie (DATA) de cada ADC, están conectadas cada una a una entrada de la PRU1 de la BBB. De esta forma, con cada flanco de bajada del CLK, que es generado también por la PRU1, aparecen simultáneamente en sus 8 entradas los ocho bits de igual peso de cada dato. De esta forma, la PRU tiene los ocho datos en sus entradas con un solo flanco de reloj. Esto simplifica la adquisición de los datos y reduce mucho el tiempo de lectura y proceso de generación del dato de 12 bits de los ocho ADCs ($3,24\mu s$ en total).

Este protocolo de comunicación, que es un pseudo-SPI, se explica más adelante, en la sección 5.3.5, al abordar el funcionamiento del software de la PRU1.

5.2.6 Matriz de coincidencias y SBC

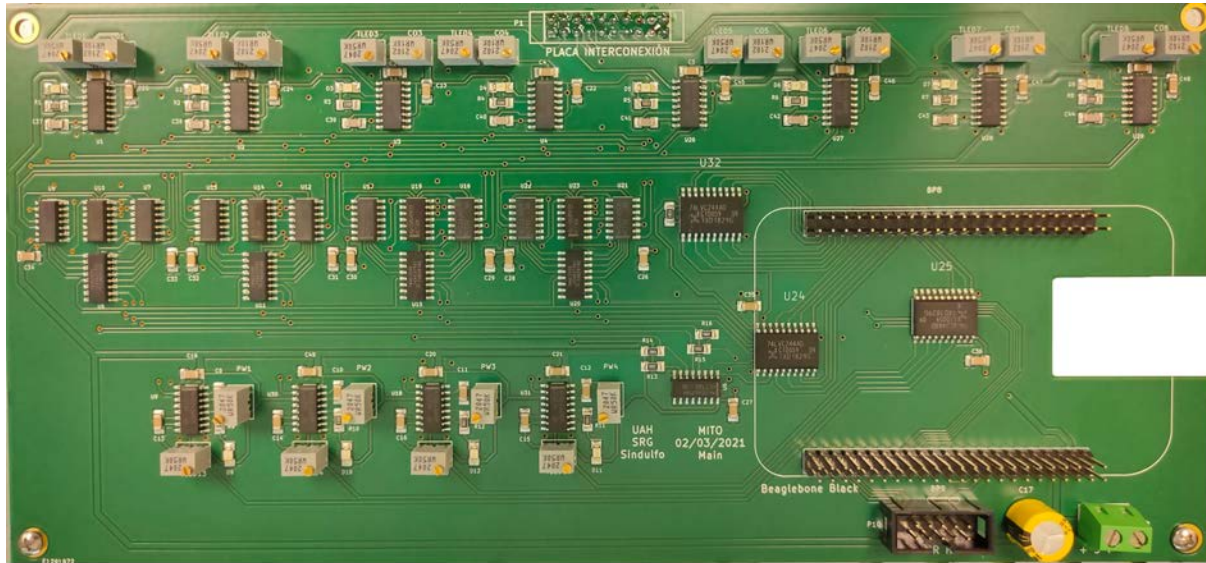


Figura 5.22: Fotografía de la PCB que contiene la electrónica de los detectores de coincidencias y los conectores para alojar al sistema empotrado Beaglebone Black. Éste último no está instalado, se aprecian los pines donde se ensambla a través de sus conectores P8 y P9.

Este módulo contiene la matriz de coincidencias y el SBC con los elementos electrónicos necesarios para su protección, comunicación con los distintos módulos de SAS y adaptación a los niveles de tensión de +5 V (TTL) empleados en la circuitería digital, pues el SBC funciona con señales digitales de +3,3 V.

Lo más destacable del diseño de este módulo es la solución adoptada en la detección de coincidencias: se han implementado cuatro canales o bloques idénticos, de forma que cada uno puede configurarse para detectar coincidencias entre cualquier combinación posible de los 8 canales de entrada asociados respectivamente a cada PMT.

En la Fig. 5.23 se muestra esquemáticamente en bloques el diseño del sistema de detección y configuración de coincidencias. Los impulsos procedentes del módulo LLD/ULD pasan al bloque conformador donde se convierten a un ancho de pulso fijo de 300 ns en todos los canales. Este ancho de pulso representa la ventana de coincidencia. Si el canal es seleccionado, en la puerta OR habrá un “0” en su entrada B, reflejándose a la salida de ésta el estado de la entrada A y llegando a la entrada de la puerta NAND. Se ha utilizado una puerta NAND por estar, para 8 entradas, más disponible que la AND en el mercado. Si en la puerta OR hay un “1” en su entrada B, habrá un nivel alto a su salida cualquiera que sea el valor de la entrada A. De esta forma, se deshabilita este canal de entrada para su participación en la detección de coincidencias.

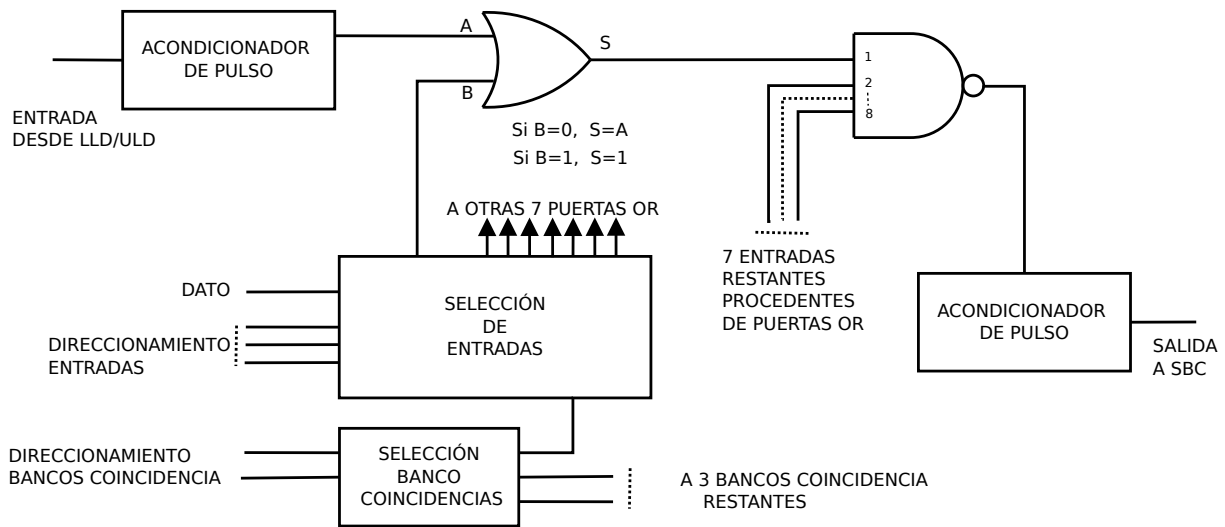


Figura 5.23: Esquema en bloques del diseño del sistema de detección y configuración de coincidencias. Formado por cuatro bloques de coincidencia configurables para seleccionar cualquier combinación de entre las 8 entradas de señal procedentes de los PMTs.

El bloque de selección de entradas se encarga de poner un nivel bajo o alto en la puerta OR de cada una de las 8 entradas para seleccionar o no ese canal en la detección de coincidencias. Internamente, es un circuito de memoria que pone el nivel de la entrada “dato” en la salida seleccionada mediante la combinación escrita en las entradas de direccionamiento. En la práctica, el SBC pone la dirección de cada uno de los ocho canales de forma secuencial y el nivel alto o bajo correspondiente en el pin “dato” para seleccionar (o no) ese canal en la combinación de coincidencias. Esos niveles se mantienen a la salida mientras el circuito esté alimentado.

Las ocho entradas están conectadas a cuatro bloques de coincidencia idénticos. Por eso se añade la selección del bloque de cualquiera de ellos con dos líneas más, de forma que sirven para direccionarlos y programar la combinación de entradas que participa en la detección de coincidencias de cada bloque.

Finalmente, el pulso generado en la puerta NAND, cuando hay una coincidencia, llega a otro conformador que, a su vez, genera un pulso de mayor duración (por encima de $1 \mu s$) para que el SBC tenga tiempo de detectar los cuatro canales de coincidencia. Téngase en cuenta que si los pulsos de cada canal duran 3 00 ns a la entrada de la puerta NAND, el pulso generado a la salida será de una duración igual o inferior por los pequeños desfases que pueda haber entre las entradas (véase cronograma F.4) y, aunque la PRU es muy rápida detectándolos, el tiempo que tarda depende de las rutinas que lleva a cabo el software en cada momento. Por ejemplo, después de cada ciclo de chequeo de entradas, la PRU tiene que sincronizarse con la hora del

reloj de tiempo real del sistema (RTC). El tiempo de acceso al RTC para lectura es largo (310 ns y para asegurar que se cuentan todos los pulsos de los canales de coincidencia, se alargan estos pulsos por encima de $1 \mu s$ (ajustado a $2 \mu s$ en SAS).

El segundo bloque de este módulo es el interfaz con el SBC que, como se ha dicho, es un sistema procesador empotrado, comercial y de bajo coste modelo Beaglebone Black. Sus GPIO admiten lógica con niveles de +3,3 V. Además sus pines no deben conectarse hasta que no se ha alimentado y arrancado. Por eso se añaden circuitos *buffer* que funcionan con +3,3 V pero que admiten señales de +5 V. Estos son de la familia 74LVC244 (Nexperia 2021) y, además de adaptar las tensiones de funcionamiento a los +5 V de SAS, sirven de protección a la BBB, pues la aíslan del exterior con alta impedancia hasta que son habilitados por software.

En el anexo F se incluye el esquema completo y una información más detallada.

5.2.7 Módulo de interconexión

Con el fin de facilitar el montaje y mantenimiento, se pensó en construir una placa con conectores sobre los que “pinchar” los diferentes módulos. Asimismo, el diseño de las distintas PCBs con su distribución de componentes se llevo a cabo teniendo en cuenta la ubicación de conectores para poder ensamblar el conjunto de una forma ordenada sobre la placa de interconexión. Para ilustrar esta característica de MITO, nada mejor que las imágenes mostradas en la Fig. 5.24 y en la Fig. 5.25 donde se muestra la función de esta placa, la cual está compuesta mayoritariamente por los conectores necesarios debidamente interconectados entre sí. Esta placa, además de proveer de las interconexiones de señales necesarias entre los distintos módulos, incluye la entrada para los cables procedentes de las fuentes de alimentación de ± 15 V y +5 V para suministrar los voltajes adecuados de funcionamiento a cada circuito a través de los conectores de interconexión. Por ello, pueden verse, además de los conectores para la alimentación, tres condensadores electrolíticos que sirven de filtro.

Los módulos se montan mediante conectores macho-hembra de dos filas de pines, la mayor parte de 10 contactos. Además, se sujetan a la caja con tornillos tras ser conectados. El diseño se ha pensado para poder desconectar o retirar cualquier módulo de los denominados Amplificador-LLD/ULD y/o Detector de pico-ADC, pudiendo el resto de la circuitería seguir funcionando. Por ejemplo, si faltasen todos los módulos Detector de pico-ADC, el sistema no nos daría la altura de pulso pero sí el número de cuentas de todos los canales de coincidencia. Este sistema es útil en caso de avería, pues puede sustituirse solamente el módulo afectado por otro idéntico que se tenga como repuesto en existencias. También es una forma de abaratar costes, ya que en la fabricación de PCBs se reduce mucho el precio al encargar mayor número

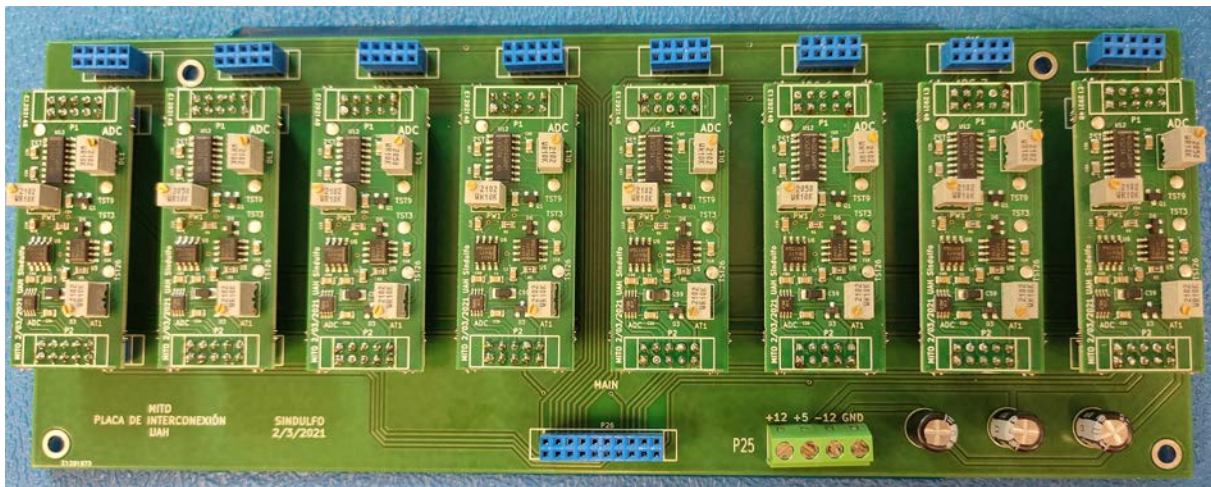
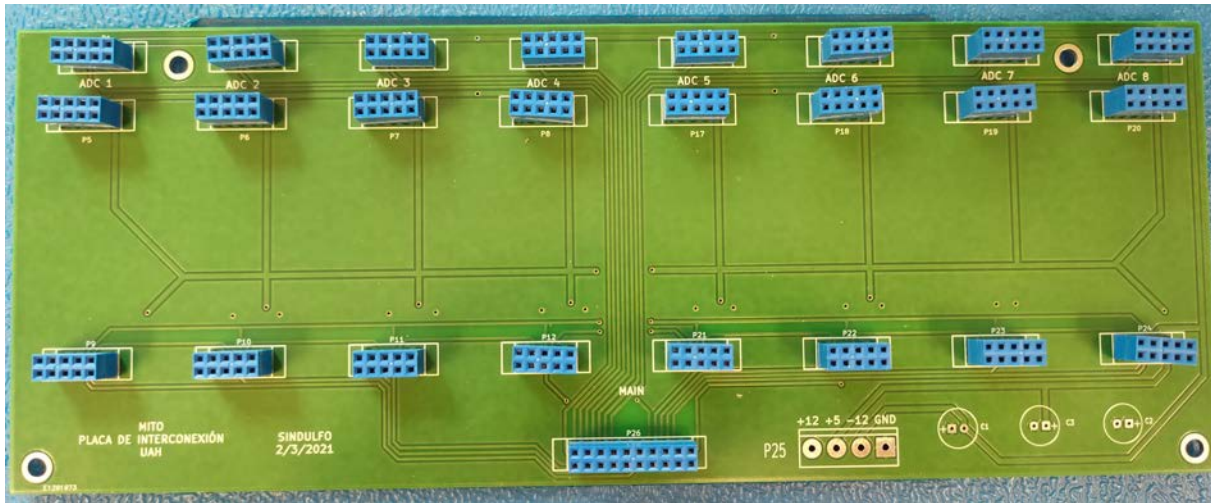


Figura 5.24: Arriba el módulo de interconexión sin elementos ensamblados. Abajo con los 8 módulos ADC instalados en la placa.

de unidades. En este caso, se construyeron dos sistemas SAS completos y dos módulos de re-
puesto, es decir, 18 PCBs de cada uno de los módulos Amplificador-LLD/ULD y Detector de
pico-ADC, de los que se montan 8 unidades por equipo.

En el anexo G se incluye el esquema electrónico de este módulo.

5.2.8 Fuentes de alimentación de alta tensión HV

Los fotomultiplicadores necesitan alimentarse con alta tensión (HV) de corriente continua para
su funcionamiento. La HV necesaria para los PMTs empleados en MITO está entre los 1000
y 1500 V, con un consumo inferior a 0,5 mA (Hamamatsu 2010). Además, sabemos que cada

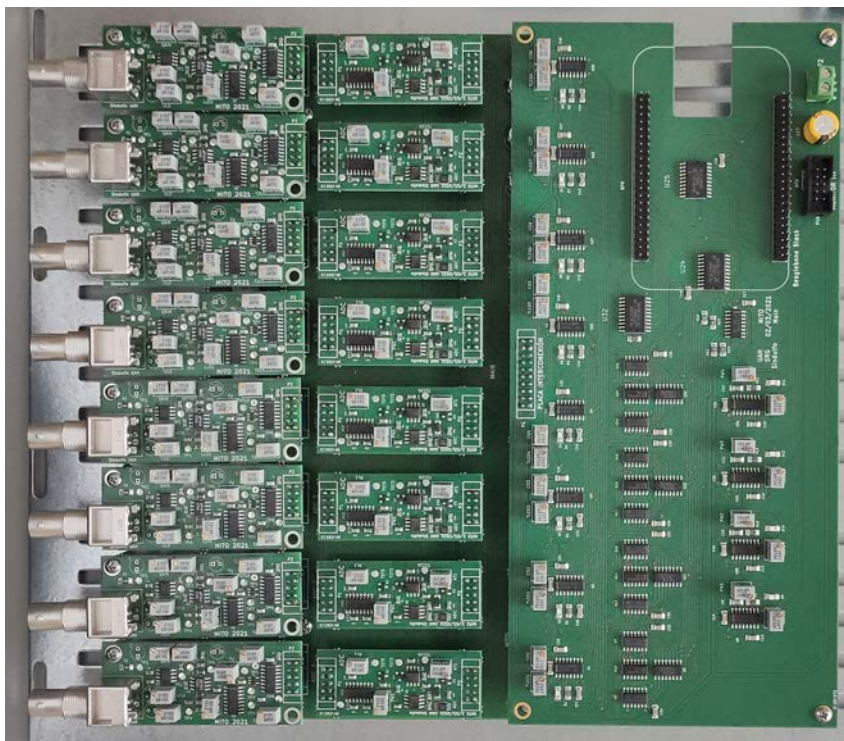


Figura 5.25: Arriba el módulo de interconexión con los 8 módulos LLD/ULD (a la izquierda) y el módulo matriz de coincidencias y SBC (a la derecha) conectados. Faltan todos los módulos detectores de pico y ADC. En la fotografía inferior, el conjunto con todos los módulos conectados.



Figura 5.26: Arriba imagen del módulo de alimentación de 8 salidas HV con 8 fuentes hamamatsu. En la fotografía inferior el implementado con 8 fuentes iSeg.

PMT tiene su punto de trabajo en una tensión que varía de unos a otros (“plateau” o “meseta” de funcionamiento óptimo calculado en el artículo 2, sección 4.3.2). Por ello, lo ideal es disponer de un módulo que genere una tensión óptima para cada fotomultiplicador.

En el primer prototipo instalado en la Antártida se diseñó un módulo de HV con cuatro salidas para alimentar dos PMTs con cada una. Se utilizaron cuatro fuentes de alimentación de HV modelo C11152-01 (Hamamatsu 2015) que se suministran preparadas para montar en PCB con pines para alimentación (+12 V DC), control y monitorización. Los PMTs se aparejaron de forma que sus tensiones de “meseta” fueran similares o se solaparan, eligiendo un valor de alimentación dentro de ese solape.

Para la instalación de MITO en Tenerife, se han diseñado dos fuentes HV con 8 salidas, una para cada PMT. La primera utiliza fuentes para PCB de Hamamatsu modelo C11152-01, como las del primer prototipo (Fig. 5.26, fotografía superior). La segunda, se ha diseñado con módulos

para PCB de la marca iSeg (iSeg 2021) (Fig. 5.26, fotografía inferior). Las diferencias están en que la primera tiene un ajuste de tensión manual y la segunda lo tiene telecomandado por software desde la SBC. Ambas tienen monitorización de nivel de HV para cada canal mediante protocolo de comunicación I2C. Para ello, se han instalado dos circuitos integrados con cada fuente iSeg: un conversor analógico a digital (ADC) y un conversor digital a analógico (DAC). En el caso de Hamamatsu, se ha instalado un único ADC de 8 canales para la monitorización de las 8 fuentes que lo componen.

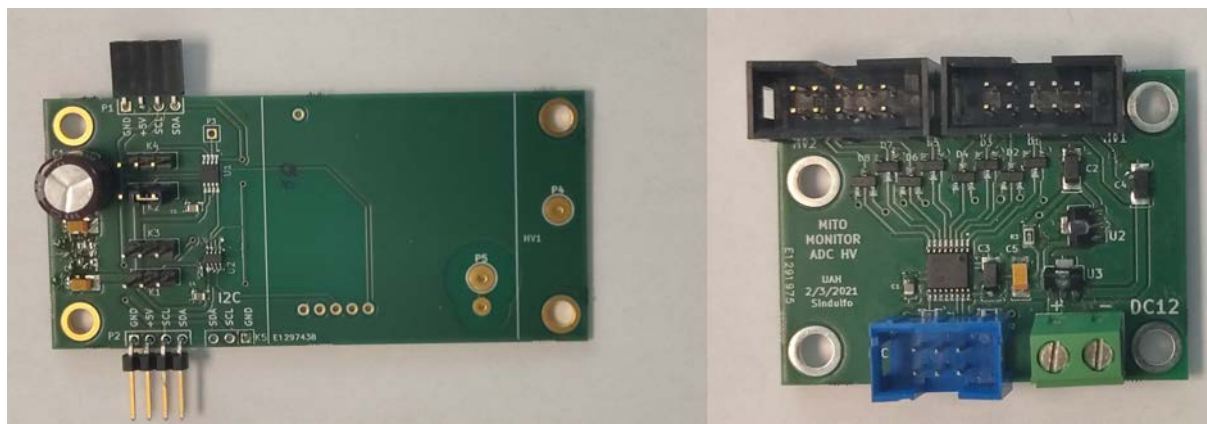


Figura 5.27: A la izquierda imagen de la PCB para instalación de una fuente iSeg. A la derecha, PCB de comunicación I2C que monitoriza el nivel HV de las fuentes Hamamatsu.

En la Fig. 5.27 se muestra, a la izquierda, la PCB empleada para montaje de fuente iSeg, cuyo aspecto ya terminado puede observarse en la Fig. 5.26, con las ocho fuentes montadas e interconectadas en su caja. De la misma forma, a la derecha de la Fig. 5.27 puede verse la PCB diseñada para comunicar mediante protocolo de comunicación I2C con la BBB con el fin de monitorizar el valor de tensión de cada fuente. El conjunto montado e interconectado dentro de su caja se ilustra en la Fig. 5.26, a la derecha. En el anexo H se incluyen los esquemas electrónicos con una explicación de su funcionamiento.

5.3 Software SAS

La integración del sistema empotrado SBC con el hardware desarrollado requiere realizar unos trabajos que pueden resumirse en:

- Desarrollo del software específico.
- Configuración del SBC.

5.3.1 Desarrollo del software específico

En cualquier proyecto en el que hay un software que se desarrolla para interactuar con elementos electrónicos, como es el caso, hay una relación íntima entre software y hardware que condiciona el desarrollo de uno respecto al del otro. Elegir un tipo u otro de elemento hardware (por ejemplo un ADC), debe hacerse compatibilizando las prestaciones del chip con las condiciones electrónicas de entorno e interacciones con otros elementos hardware. Pero también deben tenerse en cuenta sus posibilidades de comunicación con la tarjeta procesadora, tanto por las prescripciones eléctricas como por las posibilidades de aplicación del software disponible.

Una vez elegido el SBC, que en nuestro caso es una Beaglebone Black (sección 5.2.2), el diseño hardware se hizo teniendo en cuenta las posibilidades de conexión y comunicación que ofrecía la BBB y también, muy importante, las posibilidades del software disponible. En relación a ello, supuso un gran reto la utilización de las dos unidades de proceso en tiempo real PRU que incluye el microprocesador de la BBB y su programación software, que hubo de hacerse en ensamblador, generando archivos binarios que luego pudieran ser cargados por el programa principal, escrito en lenguaje C, por la gran potencia que éste ofrece debido a su bajo nivel. Todo ello supuso un extra de esfuerzo y dedicación para dominar los lenguajes de programación y para conseguir que el software pudiera interactuar óptimamente con el hardware.

5.3.2 Configuración de la BBB

Por otro lado está la preparación de la BBB para comunicarse con el hardware y con el conjunto del sistema ORCA. Ello requiere dos tareas:

- Configuración inicial de la BBB para funcionar corriendo el software desarrollado, lo cual implica una serie de tareas de preparación una vez adquirida la tarjeta.
- Configuración del arranque para que cargue adecuadamente el software y lo lance de forma autónoma en el momento de conectar la alimentación a la tarjeta.

En el anexo I se explica detalladamente todo el proceso de configuración de la tarjeta procesadora Beaglebone Black.

5.3.3 Software del procesador principal (MP)

El código del programa principal se ha escrito en lenguaje C y se incluye en la sección J.2 del anexo J. En dicho anexo puede verse con detalle el código y entender su funcionamiento con

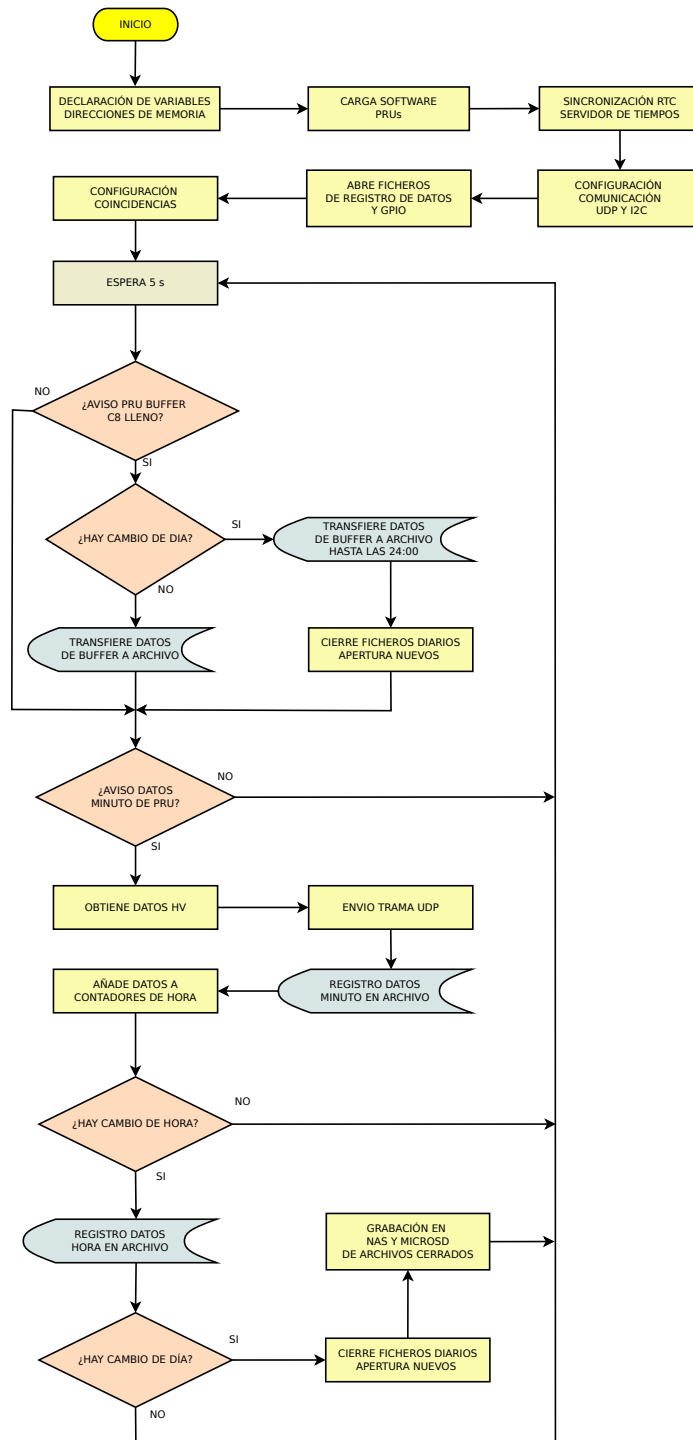


Figura 5.28: Diagrama de flujo del programa que ejecuta el procesador principal de la BBB.

los comentarios que le acompañan. A continuación se describen de forma más general las tareas que realiza el software y que se ilustran en el diagrama de flujo de la Fig. 5.28.

En primer lugar, se hace una declaración e inicialización de variables, tras lo que se inicializan las PRUs y se cargan sus programas. Previamente, el MP ha obtenido las direcciones de memoria física del inicio de las memorias RAM de 8 kB asociadas a las PRUs y la común a ambas de 12 kB, poniendo dichas direcciones en el inicio de memoria de la PRU0 para que las lean las PRUs y se puedan fijar direcciones de intercambio de datos. Sobre todo, es importante obtener las direcciones virtuales de esas memorias que utiliza el software del MP para acceder a ellas, ya que no permite el compilador de C emplear direccionamiento físico.

Luego, toma la hora del OS y comprueba que el año es superior a 2020, lo que indica que se ha actualizado con el servidor de tiempos, pues por defecto el OS carga una fecha anterior. Cuando eso sucede, actualiza y sincroniza el RTC con el reloj del sistema.

Seguidamente, se configuran los *sockets* de comunicaciones UDP y el puerto de comunicaciones I2C que se emplearán más tarde para enviar tramas de datos cada minuto, el primero, y para controlar y monitorizar las fuentes HV el segundo.

Luego, abre los tres ficheros que se usarán para el registro de datos con un nombre que indica el momento de generación del fichero. Los ficheros son los siguientes:

- **AAMMDD.txt** donde se graban las medias del número de cuentas por hora de los cuatro canales de coincidencia con indicación de la hora. Además se añade el estado del voltaje de las fuentes de HV.
- **AAMMDDhhmmss.txt** donde se graban los datos de las medias del número de cuentas por minuto de los cuatro canales de coincidencia con etiqueta de hora y minuto.
- **AAMMDDhhmmssc.txt** donde se graban los altos de pulso de los ocho canales cuando hay una coincidencia a ocho con la etiqueta temporal y precisión de 1 μs .

Donde AA es el año, MM el mes, DD el día, hh la hora, mm el minuto y ss el segundo en que se genera el fichero. Ejemplo, “220214000000c.txt”. Los archivos se crean a las 00:00:00 de cada día salvo que haya una parada del programa por corte de energía o control vía red.

Tras generar y abrir los archivos de registro de datos, se abren los correspondientes a las GPIO que se emplean para la programación de los cuatro detectores de coincidencia. Estos archivos los genera el sistema para leer o escribir en ellos el nivel de cada pin utilizado como GPIO.

A partir de ese punto, el programa entra en un bucle sin salida en el que chequea los avisos de la PRU0 cada 5 s. De esta forma el MP sólo dedica tiempo de proceso al programa cada 5

s y puede realizar otras tareas propias del OS o procesar otro programa que queramos lanzar, por ejemplo, para el tratamiento de datos adquiridos. Esta espera podría ser incluso más larga, ya que los *buffers* que llenan las PRUs se han calculado, con los flujos que se reciben en la Antártida, para que haya un aviso de vaciado por minuto.

Cuando el *buffer* que guarda los datos de coincidencia a 8 y datos de altura de pulsos llega a su nivel medio, la PRU0 pone en la dirección de memoria establecida, en la que había un 0, el dato del día para avisar a MP de que se ha llenado la mitad del *buffer*. En lugar de avisar con otro dato, se utiliza el día, así el MP lo utiliza para detectar si ha habido cambio y ejecutar las rutinas de cambio de día, registrando los datos de cada día en su archivo correspondiente.

Terminado el proceso de archivo de datos de coincidencia a 8 se comprueba si ha habido aviso de cambio de minuto por parte de la PRU0. En tal caso, se vacía el *buffer* de cuentas por minuto de los canales de coincidencias y se archiva el registro en el archivo correspondiente, se envía la trama UDP con los datos de los niveles de HV, previa lectura de su valor y se suman las cuentas por minuto de los cuatro canales de coincidencias a los contadores de datos por hora.

Después se comprueba si ha habido cambio de hora. En tal caso se calcula la media de las cuentas de toda la hora y se graban en su archivo correspondiente junto con los datos de HV. Si, además, fueran las 00:00 (cambio de día), se cierran todos los archivos del día que finaliza y se crean los del nuevo día.

Cuando no ha habido aviso de coincidencia a 8, ni hay cambio de minuto, ni de hora, ni de día, se vuelve al estado de espera de 5 s del inicio del bucle.

5.3.4 Software del procesador en tiempo real PRU0

En esta sección se describen brevemente las tareas que lleva a cabo la PRU0, representadas de forma general en el diagrama de flujo de la Fig. 5.29 y cuyo código se ha escrito en lenguaje ensamblador siguiendo el manual de usuario de la PRU (TI 2018). Para poder cargar el programa en la PRU, una vez escrito el código, debe compilarse con la herramienta creada ad-hoc por Texas Instruments y denominada “pasm”, la cual se ha instalado previamente en la BBB. Con ella se genera un archivo en código binario con extensión “.bin”. El código completo se incluye en la sección J.3 del Anexo J

La primera tarea que ejecuta el software de la PRU0 después de habilitar el acceso a periféricos (acceso a memoria, timer, RTC, etc.) e inicializar contadores de pulsos de canales de coincidencias (Fig. 5.29), es asegurarse de que el reloj de tiempo real del sistema (RTC) se ha actualizado. El RTC, se utiliza como base de tiempos para generar todas las etiquetas temporales empleadas por el software, tanto el cargado en el procesador principal como en las PRUs.

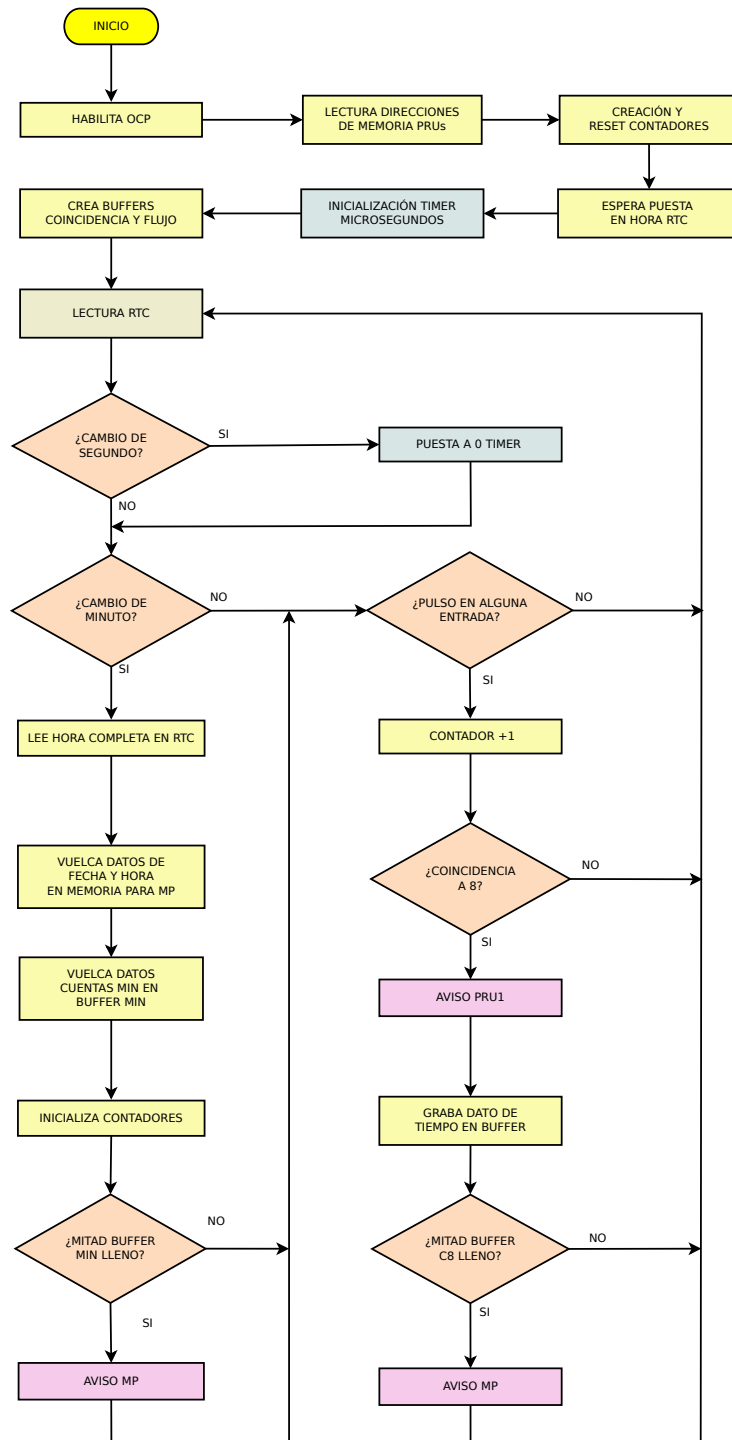


Figura 5.29: Diagrama de flujo del programa que ejecuta el procesador en tiempo real PRU0 de la BBB.

El RTC no es actualizado por el OS y, como la BBB no tiene batería para mantenimiento de la hora mientras está sin alimentación, en el arranque, el RTC se actualiza con la hora que carga por defecto de la versión software del OS. Como esta hora, en la versión de Linux empleada, es anterior a 2020, el software simplemente comprueba si el año es superior a 2020. Si no lo es, permanecerá en bucle indefinidamente hasta que el MP lo actualice con la fecha tomada del servidor de tiempos. Esta rutina se ha introducido para evitar que se generen datos con fechas incorrectas, sabiendo que ORCA tiene instalado un servidor de tiempos con el que se sincronizan todos los subsistemas. Por ello, el tiempo de espera siempre es corto o nulo, pues lo habitual es que cuando se carga el programa en la PRU, tras un corte de energía u otra circunstancia, la hora del OS ya se haya sincronizado con el servidor de tiempos (en el arranque se espera 1 minuto para lanzar el programa).

Seguidamente, se habilita uno de los ocho *timers* de la BBB de los que quedan libres, pues el *timer0* sólo puede programarse con 32768 Hz, y el *timer1* y el *timer2* son utilizados por el OS. En este caso se ha elegido el *timer3*, configurándolo para que cuente a una frecuencia de 25 MHz (se puede programar en 32768 Hz o en 25 MHz). Éste se empleará para obtener etiquetas temporales de microsegundos. En realidad, es un contador en el que cada cuenta equivale a 40 ns, que sería la máxima resolución temporal posible.

La función principal de la PRU0 consiste en vigilar constantemente la salida de los cuatro detectores de coincidencia para detectar cada pulso y contarlo. El software entra en un bucle de chequeo continuo y secuencial de las cuatro líneas de coincidencia. Cuenta un pulso en cada entrada cuando detecta un cambio de nivel bajo a nivel alto seguido de otro cambio de nivel alto a nivel bajo.

En cada bucle comprueba el RTC para detectar cuándo hay un cambio de minuto y de segundo:

- Cuando hay un cambio de minuto, pone el dato de los contadores de coincidencia y la hora y minutos en el *buffer* de memoria para luego ser recogidos por el MP iniciando de nuevo el conteo para el siguiente minuto. Además, pone en una posición de memoria establecida los datos de tiempo recogidos del RTC (año, mes, día, hora, minutos y segundos) para que los utilice el MP en el registro de los datos y en las rutinas temporales.
- Cuando hay cambio de segundo, una instrucción pone a 0 el contador del *timer* de 25 MHz.

La última tarea importante que realiza el software de la PRU0 es generar y controlar dos *buffers* de memoria RAM utilizando la memoria de 8 kB de la PRU0 y la memoria RAM DDR

MEMORIA PRU0	Bytes	USO
0 - 30	48	Buffer minutos
1fe0	4	flag[0]
1fe4	4	flag[1]
1fe8	4	Segundos
1fec	4	Minutos
1ff0	4	Hora
1ff4	4	Día
1ff8	4	Mes
1ffc	4	Año

MEMORIA 12k	Bytes	USO
0	4	Dirección memoria DDR
4	4	Tamaño memoria DDR
8	4	FLAG Coincidencia a 8. PRU1 lee ADCs
C	4	Flag aviso terminada lectura y grabación ADCs

MEMORIA DDR	Bytes	USO
0 - 14820	84000	Buffer altura de pulsos

Tabla 5.2: Mapa de memoria con las posiciones utilizadas por las PRUs para intercambio de información entre ellas y el procesador principal.

de 256 kB que se asigna para uso de las PRU al cargar el programa (véase tabla 5.2 de asignación del mapa de memoria de las PRUs). Recordemos que, además, cada PRU tiene asociada una memoria RAM de 8 kB y, además, otra de 12 kB para uso de ambas. Ambas PRU y el MP tienen acceso a las tres memorias y las PRU tan sólo tardan 30 ns en leer un dato de 16 bytes en cualquiera de estas memorias (véase tabla C.2). Uno de los *buffers*, el más pequeño, sirve para almacenar los datos de los 4 contadores de coincidencias cada minuto, junto con la hora y minuto del día en que se ha hecho el conteo. Con estos datos, cada registro ocupa un total de 24 bytes y el *buffer* tiene una capacidad de tan sólo dos registros (48 bytes), así, cuando se escribe uno, se avisa al MP para que lo lea y lo almacene en el archivo correspondiente. Aunque hay mucho tiempo para hacerlo (un minuto), para asegurar que no se puedan sobrescribir antes de la lectura, el siguiente dato es grabado por la PRU en la otra mitad del *buffer*, por ello se ha dimensionado para dos registros.

El segundo *buffer* es mucho más extenso, pues tiene que almacenar más volumen de infor-

mación. En él se van escribiendo los datos de altura de pulso de los ocho PMTs junto con la etiqueta del momento exacto (resolución de microsegundo) en el que se ha producido una coincidencia a ocho. Cada registro ocupa 28 bytes y en la Antártida se están recibiendo una media del orden de 800 min^{-1} coincidencias a 8, por lo que en dos minutos tendríamos 1600 coincidencias. En consecuencia, para tener suficiente capacidad de almacenamiento, se ha previsto un buffer de 3000 registros, es decir de 84 kB (3000×28). Para ello se utilizan los 256 kB de la memoria DDR. Cuando se llena la mitad del *buffer*, la PRU avisa al MP para que descargue esa primera mitad. Mientras tanto, la PRU continúa grabando los datos de coincidencias en la otra mitad del *buffer*. Si en algún momento se previera recibir un mayor flujo de coincidencias a ocho, se ampliaría el tamaño del *buffer* de forma que siempre haya una capacidad suficiente que absorba los incrementos puntuales de flujo de muones, aunque sabemos que el flujo de muones se mantiene muy estable, lo que también se observa con los datos ya recogidos en la Antártida.

5.3.5 Software del procesador en tiempo real PRU1

El código fuente del software de la PRU1 se ha incluido en la sección J.4 del anexo J. Al igual que el desarrollado para la PRU0, se ha empleado lenguaje ensamblador, según se especifica en el manual de usuario de la PRU (TI 2018).

La PRU1 se encarga de leer los valores de alto de pulso en los ADCs de los ocho canales y los almacena en memoria, para luego ser recogidos por el procesador principal, quien los graba en disco.

La PRU1 realiza también el protocolo de comunicación con los ADCs y convierte los valores leídos en serie, bit a bit, de los 8 ADCs en el valor correspondiente de 0 a 4095 por ser una codificación de 12 bits ($(2^{12} = 4096)$). El protocolo serie empleado (SPI) se construye con el código de forma que se leen de forma simultánea los 8 ADCs para cada bit del mismo peso, comenzando por el bit de mayor peso (MSB). De esta forma se optimiza el tiempo de adquisición ($3,24 \mu\text{s}$), el cual se puede calcular sumando el tiempo de cada instrucción del código fuente (sección J.4) y obteniendo el tiempo total con ayuda del tiempo especificado para cada instrucción en la tabla C.2.

El programa está continuamente en bucle de espera (diagrama de flujo en Fig. 5.30), comprobando el valor de una posición de memoria que la PRU0 modifica cuando se produce una coincidencia a 8, escribiendo en esa posición el valor de memoria donde la PRU1 deberá escribir los ocho resultados de su lectura. La propia PRU1 volverá a escribir un 0 en esa posición de memoria para indicar que ha terminado el proceso de lectura de datos de los ADCs y de su escritura en la posición de memoria indicada.

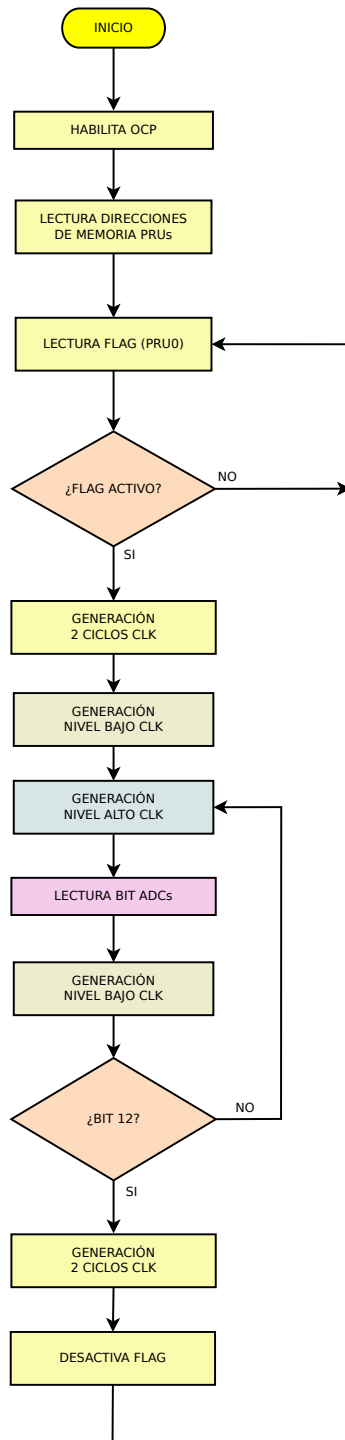


Figura 5.30: Diagrama de flujo del programa que ejecuta el procesador en tiempo real PRU1 de la BBB.

En ese momento, la PRU1 comienza el proceso de lectura y, terminado éste, deja los datos de los valores de pico de los 8 ADCs en 8 posiciones de memoria contiguas con inicio en la indicada por la PRU0. En las posiciones anteriores, la PRU0 deja los datos de marca temporal exacta (resolución de μs) en la que se produjo la coincidencia a 8. De esta forma, luego el programa del procesador principal recoge los datos almacenados por las dos PRUs de forma correlativa. Con cada evento, se almacenan 12 datos (cuatro por la PRU0 y ocho por la PRU1) que ocupan 28 bytes en total. Con ellos se va llenando *buffer* que luego es leído y registrado en disco por el procesador principal.

5.4 Estructura de ORCA

ORCA se diseñó como un observatorio de rayos cósmicos que aporta los datos obtenidos por dos detectores de neutrones y el telescopio de muones fruto de esta tesis que denominamos MITO.

Los detectores de neutrones que forman parte de ORCA (Blanco et al. 2019), denominados en su conjunto NEMO, (abreviatura de NEutron MOonitor), y que no son objeto de esta tesis, han sido desarrollados con la experiencia adquirida por el Grupo de Investigación Espacial (SRG) de la UAH en el Monitor de Neutrones de Castilla-La Mancha (CaLMa) (Medina et al. 2013, García Población 2019).

Todo el conjunto está alojado en una estructura de vigas metálicas capaces de soportar el peso del plomo productor que rodea a los tres tubos contadores proporcionales de uno de los monitores de neutrones. Este plomo, que se sitúa entre los dos centelladores de MITO, sirve de filtro para rechazar las partículas de baja energía que no serán capaces de atravesar los dos centelladores y el plomo. Según la simulación hecha con GEANT4 (véase artículo 2 anterior) la energía media que pierde un muon al atravesar los dos centelladores y el plomo intermedio es de media ≈ 200 MeV. Los muones que llegan a la superficie terrestre tienen una media de ≈ 4 GeV (Tanabashi et al. 2018), por ello la mayor parte de ellos tienen energía suficiente para atravesar el plomo y los dos centelladores. Sin embargo, también se ve en la simulación que prácticamente ningún electrón es capaz de atravesar el conjunto debido a que necesitan tener una energía cinética superior a 5 GeV. De esta forma se eliminan partículas cargadas de baja energía, como electrones y gran parte de protones, que no son de interés en este caso y que generan pulsos de ruido (Fig. 5.31).

La estructura que contiene el conjunto fue diseñada para su montaje en un contenedor de 20 pies con el fin de poder transportar todo el conjunto a su lugar de ubicación en la Base An-

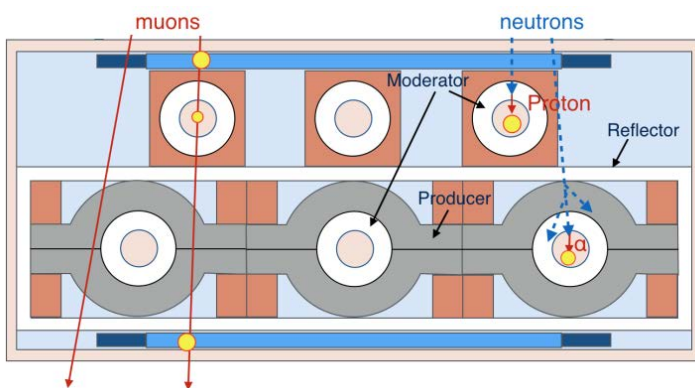


Figura 5.31: En la izquierda, boceto de ORCA con el tipo de partículas que detecta y a la derecha fotografía de ORCA en el contenedor.

tártica Juan Carlos I, en la isla de Livingston (Fig. 5.32). Este diseño dio lugar al trabajo fin de máster realizado por Gonzalo Díaz-Romeral Marcos (Marcos 2018) y titulado “Módulo de Alojamiento para Observatorio de Rayos Cósmicos Antártico (MAzORCA)”, en el que están todos los detalles de cálculo y características de la estructura, así como la adecuación del contenedor para ser alojada. Es decir, contempla el aislamiento térmico con espuma de poliuretano del contenedor, la acometida eléctrica para su conexión exterior, la instalación eléctrica interior siguiendo la normativa del Reglamento Electrotécnico de Baja Tensión (REBT), un Sistema de Alimentación Ininterrumpida (SAI) para abastecer de corriente a los sistemas en caso de corte temporal de energía y la adaptación de placas solares para contar con cierta autonomía en caso de no tener disponible una alimentación externa. Esta última, instalada para proveer de energía en temporadas limitadas, no pretende dotar de energía continua y permanente a ORCA debido a la escasez de luz solar en el invierno austral.



Figura 5.32: Fotografías del contenedor de ORCA en su ubicación, con el autor de esta tesis, en la Base Antártica Juan Carlos I.

Capítulo 6

Ajuste y calibración

Un aspecto muy importante de los fotomultiplicadores (sección 1.7) es que, aun siendo el mismo modelo y habiendo seguido idéntico proceso de fabricación, hay diferencias sustanciales entre unidades en cuanto a sus características de ganancia. Es decir, el pulso que generan, con una misma cantidad de fotones llegando a su cátodo, es distinto en amplitud. Por otro lado, lógicamente y según el algoritmo de cálculo del punto de impacto, cuando una partícula pasa por el centro del centellador, los PMTs opuestos deberían generar impulsos iguales en altura y si tienen ganancias distintas, los pulsos serán diferentes. Por tanto, es muy importante y necesario ecualizar la respuesta de los PMTs mediante un circuito intermedio que atenúe o amplifique la señal de uno para hacer igual la ganancia total de ambos antes de llegar al módulo medidor del nivel de alto de pulso (véase la sección 4.3 del artículo 2, sección 4.1). Además debe aprovecharse óptimamente el rango dinámico de los amplificadores para que su máximo nivel de salida coincida en todos los canales con el máximo nivel de pulso a procesar (ULD). Es decir, la ganancia propia del PMT sumada a las ganancias de preamplificador y amplificador, en conjunto deben ser iguales en los ocho canales de entrada.

6.1 Ajustes hardware de ganancia

Los ajustes básicos de ganancia son dos: la polarización de los PMTs y la ganancia del amplificador de entrada. En el epígrafe 4.3 del 2º artículo (incluido en la sección 4.1), se explican ambos.

Para hacer el ajuste de ganancia, con el que se consigue la calibración del instrumento, lo ideal sería poder lanzar muones en puntos del centellador conocidos, obtener el punto calculado a partir del algoritmo y comparar las coordenadas reales con las calculadas. Pero no podemos

generar muones que pasen por un punto determinado. El método utilizado se basa en la obtención de histogramas con los niveles de alto de pulso de las partículas recibidas durante un tiempo, el necesario para recibir del orden de $2 \cdot 10^4$ partículas en cada centellador, es decir menos de 2 minutos registrando datos. Tiene la ventaja de poderse llevar a cabo sin necesidad de aparataje externo adicional y en cualquier momento y lugar. Los histogramas pueden obtenerse de los mismos datos de nivel de pulso obtenidos por el propio telescopio con los muones detectados.

6.2 Artículo 3: “Trajectory determination of muons using scintillators and a novel self-organizative map”

El hecho de tener instalado el primer prototipo en la Antártida implica gran dificultad en las tareas de mantenimiento y calibraciones periódicas que requieran una intervención in situ, ya que el acceso al lugar está restringido, el viaje largo y limitado a pocas personas y sólo durante el periodo de apertura de la Base, durante tres o cuatro meses en el verano austral, amén del coste en capital humano y económico. Los ajustes hardware siempre requieren intervención manual in situ. Sin embargo se pensó en un sistema de calibración a partir de los datos recogidos que no requiere intervención manual y que da como resultado la detección y corrección de leves desviaciones en las coordenadas de impacto obtenidas. Se trata de un novedoso sistema basado en el entrenamiento de redes neuronales artificiales a partir de los datos generados mediante simulación, en la que se generan trayectorias de muones con distribución isótropa de sus ángulos de incidencia.

Este sistema de calibración dio lugar a la publicación de un tercer artículo en la revista “*Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*” titulado “*Trajectory determination of muons using scintillators and a novel self-organizative map*”. Esta revista tiene un factor de impacto (JIF) en 2020 de 1,455, situándose en el tercer cuartil (Q3) en la categoría de “*Instruments & instrumentation*” y en el segundo cuartil (Q2) en la categoría de “*Nuclear Science & Technology*” según *Journal Citation Reports. Scimago* las sitúa en los cuartiles, Q2 y Q1 dentro de las mismas categorías respectivamente.

Tras un resumen de la composición de MITO y su fundamento para obtener direccionalidad de muones, en el artículo se aborda la metodología para la corrección de ligeras variaciones de las coordenadas de puntos de impacto a partir de una distribución previamente conocida mediante simulación (tratada en secciones 2.2.2 y 4.1). Esta metodología puede aplicarse, habiendo realizado un ajuste hardware inicial, cuando hay que recalibrar el instrumento para compensar

las desviaciones debidas al desgaste de los PMTs o desajustes electrónicos (como la ganancia) debidos al tiempo de uso y envejecimiento de los componentes. Una gran ventaja es que puede llevarse a cabo tomando los propios datos recogidos por MITO.



Trajectory determination of muons using scintillators and a novel self-organizative map

Alberto Regadío^{a,*}, J. Ignacio García Tejedor^c, Sindulfo Ayuso^{b,d}, Óscar García Población^c, Juan José Blanco^d, Sebastián Sánchez-Prieto^c, Óscar Rodríguez Polo^c

^a Electronic Technology Area, Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial, 28850 Torrejón de Ardoz, Spain

^b Equipment and Systems Test Department, Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial, 28850 Torrejón de Ardoz, Spain

^c Department of Computer Engineering, Space Research Group, Universidad de Alcalá, 28805 Alcalá de Henares, Spain

^d Department of Physics and Mathematics, Space Research Group, Universidad de Alcalá, 28805 Alcalá de Henares, Spain

ARTICLE INFO

Keywords:

Digital pulse processing
Instrumentation
Muon detector
Scintillator
Self-organizative map
Neural network

ABSTRACT

In this work we propose a method for the determination of the impact point of muons in scintillators using a novel type of self-organizative maps called Self-Equalizing Map (SEM) and comparing the relative pulse height obtained by four photomultipliers (PMTs) at each scintillator. Using two 1 m² scintillators and calculating the impact point in both of them, we can also estimate the angle of incidence of these particles. This method has been specifically designed for a muon telescope called MITO (Muon Impact Tracer and Observer) which is part of the ORCA (Antarctic Cosmic Ray Observatory). Data from tests using MITO in Livingston Island, Antarctica have been used to evaluate the feasibility of this method. The obtained directions have been found to be consistent with the expected incident directions of atmospheric muons produced by the interaction between CRs and atmospheric atoms.

1. Introduction

Primary Cosmic Ray (CRs) and Solar Energetic Particles (SEPs) interact with air nuclei when they arrive at the top of Earth's atmosphere, producing secondary CRs. These secondary CRs, in turn, can interact with other nuclei and produce additional secondary particles. CRs and SEPs with energies above 500 MeV can produce secondary particles that can be measured by instruments operating at ground level. The CR secondaries most commonly measured at ground level are pions, muons, neutrons, protons, electrons and gammas being the muons the most abundant ones.

The main responsible of muon flux at ground level are primary CRs with energies from tens to hundreds of GeV. Otherwise, neutrons observed by neutron monitors at ground level are produced by primary CRs with energies from 500 MeV up to 50 GeV, that is around the detection limit of neutron monitors. Therefore, muon and neutron observations at ground level are complementary in this primary CR range of energies [1]. On the other hand, while the arrival direction of CRs at the magnetosphere limit is almost isotropic, there are studies that indicate that sometimes that isotropy breaks slightly in favor of certain directions as a result of the arrival of huge magnetic structures at Earth's orbit, such as magnetic clouds embedded in interplanetary

coronal mass ejections [2,3]. Both muon flux measurement and determination of arrival direction at Earth's surface is typically performed by telescope arrays, for instance, the Nagoya Multi-directional Muon Telescope [4], or the GRAPES-3 Experiment [5]. However, the Muon Impact Tracer and Observer (MITO) is a single telescope designed to measure both muon flux and incident directions. In this telescope, the incident trajectory is derived from the muon impact point observed at two piled 1 m² scintillators [6], allowing the study of predominant directions. MITO is part of ORCA (Antarctic Cosmic Ray Observatory), which has been recently deployed by the University of Alcalá at the Juan Carlos I Scientific Spanish Base, in Antarctica [7].

ORCA is a combination of a neutron monitor, NEMO, which is a direct heritage of CaLMA (Castilla-La Mancha Neutron Monitor) [8], and the aforementioned MITO muon telescope. Its main objectives are to measure the flux of CRs in a region not covered by the Neutron Monitor Data Base (NMDB) and to study solar activity, which can be inferred from CR flux temporal variations. In this article, though, we will focus on MITO.

Muon tracking has traditionally been performed using multiple scintillators laid out in a two layer matrix (for instance, two layers of 6 × 6 scintillators), separated by a lead layer to filter out lower energy

* Corresponding author.

E-mail addresses: regadioca@inta.es (A. Regadío), ignacio.garcia@uah.es (J. I. García Tejedor), sindulfo.ayuso@edu.uah.es, ayusogs@inta.es (S. Ayuso), oscar.gpoblacion@uah.es (Ó. García Población), juanjo.blanco@uah.es (J. José Blanco), sebastian.sanchez@uah.es (S. Sánchez-Prieto), o.rodiguez@uah.es (Ó. Rodríguez Polo).

<https://doi.org/10.1016/j.nima.2020.164166>

Received 11 December 2019; Received in revised form 17 April 2020; Accepted 12 May 2020

Available online 22 May 2020

0168-9002/© 2020 Elsevier B.V. All rights reserved.

particles, with a photomultiplier (PMT) gathering the light generated at each scintillator. Another muon trackers are Nagoya (6×6 array of 1m^2 detectors) [4], São Martinho da Serra (two layers of 4×8 m with scintillators of 1 m^2) and Kuwait telescope ($3 \times 5 \times 1$ m with an intermediate lead layer) among others. When a coincidence is registered between two detectors, one at each layer, a trajectory can be determined limited by the resolution provided by each scintillator matrix and the distance between them. Apart from the resolution limitation, these instruments are usually very large and their construction cost is also very high, so another approach is to use just two large scintillators instead of two scintillator matrices, and determine the impact point at each of them in order to calculate a trajectory [9]. This is also the approach used in MITO, which obtains the point of impact by comparing the level of the pulses detected in several PMTs.

Basically, MITO is composed by a stack of two devices 136.5 cm apart from each other, each of them consisting of a scintillator and four photomultiplier tubes gathering the light emanating from its lateral sides. This allows the determination of the particle impact point at each device by means of pulse height analysis; and when the point of impact on each device is found, the angle of incidence of the particle can be obtained [10]. MITO will be described in detail in Section 2.

However, the determination of the impact position at each plane as a function of the measured pulse heights is difficult, not only because of the difficulty of developing a reliable reconstruction algorithm, but also because the measurement depends on multiple factors such as the response linearity of each PMT and the associated electronics or the ambient temperature. Furthermore, the response depends on the specific plane and PMT. On the other hand, the instrument would require a precise calibration process that should be repeated over time to ensure correct results as operating conditions change. What is proposed in this manuscript is a method that facilitates the determination of the point of impact and avoids this need for calibration, taking into account that the expected distribution of impact points follows a certain criteria obtained by simulation. To do so, we use a novel self-organize map called Self-Equalizing Map (SEM) that modifies the distribution function obtained by a simple reconstruction algorithm to tailor it to the expected distribution. The use of neural networks on particle detectors is not new, as they have been used to discriminate neutrons and gamma rays in scintillators [11] and more recently to maximize the Signal-to-Noise Ratio (SNR) [12]. The method to find out the point of impact is described in Section 3.

Section 4 describes the results obtained in the determination of impact points and incidence angles obtained from data captured by MITO during several days at the scientific base Juan Carlos I, located in Livingston Island (Antarctica). Finally, Section 5 covers the conclusions.

2. The experiment

MITO is an instrument composed of two identical devices, each consisting of a organic scintillator and four PMTs tubes mounted in an aluminum chassis. Each Saint-Gobain BC-400 scintillator is made of polyvinyl toluene with 65% anthracene, and is shaped like a square prism of $100 \times 100 \times 5$ cm. The light yielded by the scintillator when a particle goes through it is transported via light guides and collected by 4 Hamamatsu R2154-02 PMTs, located in front of each lateral side of the prism, at each of the corners of the aluminum chassis as shown in Fig. 1(a). The distance between opposite PMTs is therefore 200 cm. The acceptance angle is given by the dimensions and separations of each scintillator of the MITO instrument (Fig. 1). The histogram of the simulated and real acceptance angles will be given in Section 4.

The two MITO devices are stacked with a separation of 136.5 cm as depicted in Fig. 1(b), and there is a 10 cm lead layer belonging to the neutron monitor that is placed between them, which is part of NEMO as shown in Fig. 2. More technical information about this instrument can be found in [10].

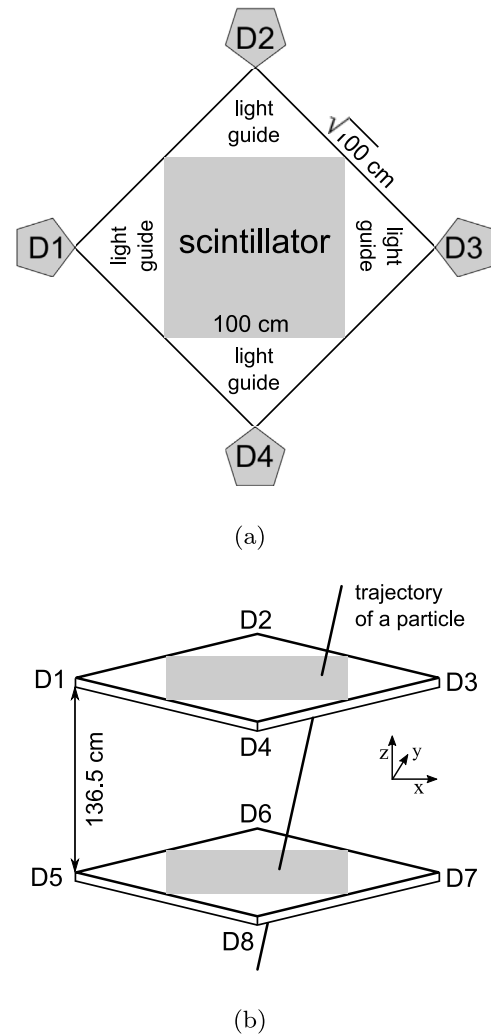


Fig. 1. (a) Configuration of one of MITO's planes including the scintillator, the four PMTs (D1, D2, D3, D4) and light guides; (b) Layout of the stacked detectors to determine muon trajectory.



Fig. 2. ORCA setup, including the two MITO devices at the top and bottom and NEMO in between.

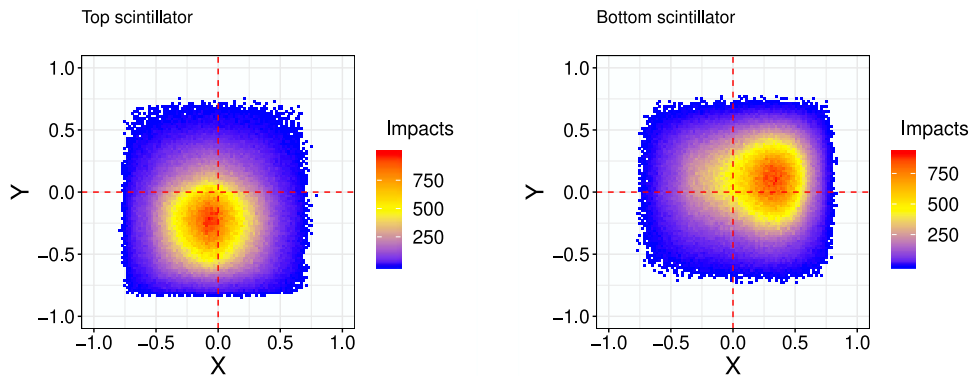


Fig. 3. Histograms of the impact points obtained from the estimated positions calculated from the data collected in January 20, 2019, using Eqs. (1)–(4). Note that X , Y do not indicate the absolute position of impact points but the relative position between them.

When a particle impacts a scintillator, light is produced and the PMTs gather the light emerging through the four lateral sides simultaneously, subsequently generating a pulse which is captured by the data acquisition module (ARACNE), which has been configured specifically for this instrument [10]. This module works by sampling all eight pulses from the PMTs in parallel using a multichannel high-speed and high-resolution Analog-to-Digital Converter (ADC) and doing all the pulse detection, discrimination, and pulse height analysis digitally. To achieve this, it uses specifically designed IPCores in a Field Programmable Gate Array (FPGA) and data acquisition and post-processing software running in an embedded Single Board Computer (SBC). A more detailed description of the ARACNE platform is foreseen in a future paper.

Consequently, the device monitors all channels simultaneously to detect a pulse on any channel, and when this happens the height of pulses on all channels is determined and stored. It is possible to store data only when the pulses happen in coincidence, lessening the probability of independent random background events or reducing the probability of a measurement being triggered by unrelated particles. The coincidence time window in the acquisition system used to gather the training data was 875 ns, and given that the experimental average event rate for the top and bottom scintillators at the time of the experiment have been measured at 2436 and 1906 counts per minute respectively, according to [1] the accidental rate is 8.12 counts per minute. Since the coincidence rate during the experiment has been measured at 320 counts per minute, this results in a 2.54% background event rate [13].

In order to obtain the pulse height and angle of incidence of the particles, these eight values per event have been processed as explained in the following section.

3. Procedure to measure the angle of incidence

The purpose of this section is to elaborate a method to calculate the angle of impact of muons based on their point of impact on each of the two MITO planes. To calculate this, we estimate the distance between the impact point and each of the four PMTs at each plane, which is a function of the pulse height of each captured event. MITO, in its configuration in Antarctica, has a 10 cm thick lead layer located above the bottom scintillator. Although certain muon dispersion is expected because of this lead layer, this dispersion is assumed to be negligible in the estimation of the angle of incidence.

Taking as reference Fig. 1(a), in order to roughly estimate the point of impact, we assume, in a similar way to [14,15], that the x -coordinate of this point (x_1) must increase as the height of the pulse captured by PMT D3 (I_3) is higher and the PMT opposite to it, in this case D1 (I_1), is lower; thus the difference between these signals gives an estimation of the x -coordinate, and to cancel out the average pulse amplitude, we divide the difference by $I_1 + I_3$, yielding a value between -1 and 1

that would correspond to the edges of the scintillator. This gives an approximation to x_1 equal to

$$x_1 = \frac{I_3 - I_1}{I_3 + I_1} \quad (1)$$

This formula is analogous on the y -axis (y_1) using PMTs D2 and D4

$$y_1 = \frac{I_2 - I_4}{I_2 + I_4} \quad (2)$$

and the coordinates in the other scintillator (x_2, y_2)

$$x_2 = \frac{I_7 - I_5}{I_7 + I_5} \quad (3)$$

$$y_2 = \frac{I_6 - I_8}{I_6 + I_8} \quad (4)$$

These simple formulae, which assume a linear relationship between distance and pulse height, do not calculate the impact coordinates; but to ensure that the impact point positions are ordered according to their distance to opposite PMTs. In other words, given two impacts and only considering the x -axis, the difference between their x_1 coordinates is not the real distance between both impacts in the x -axis, but yields the relative position between them. To precisely estimate impact coordinates based on the light collected, the use of more complex formulas would be necessary [16]. In our approach, to calculate the position of the impact points we will use these simple formulas and the self-organizing map explained the next section.

Applying these formulae on data collected along one day, (see Section 4 for a complete description of the setup experiment), we obtain the histograms of the impact points depicted in Fig. 3, where asymmetries due to the different response from each PMT can be observed. The obtained histograms are very similar independently of the chosen day, since no important solar event happened that could affect the measurements in that period.

On the other hand, assuming muon impact points and incidence directions of the model presented in [17], that is, uniform distribution of ϕ and $\cos^2\theta$, a simulation yields the impact point histograms shown in Fig. 4. These histograms have been obtained performing a simulation with “R” of 20,000,000 particle impacts taking into account the dimensions of the detector yields the distribution (Fig. 1). It was performed by generating a random, evenly distributed impact point in the upper level between $+0.5$ m and -0.5 m from the center at a random 0 – 360° azimuthal angle ϕ , and also a random 0 – 90° zenith angle following a $\cos^2\theta$ distribution, and then calculating the impact point on the lower level following a straight trajectory.

These histograms show that the probability of impact in both planes is almost the same in all parts of the detector with a slight decay at the edges, due to the higher chance of particles crossing the top plane near the edge to fall off the bottom plane depending of their angle of incidence. In order to perform this simulation the dimensions given in Figures 1(a) and 1(b) were used.

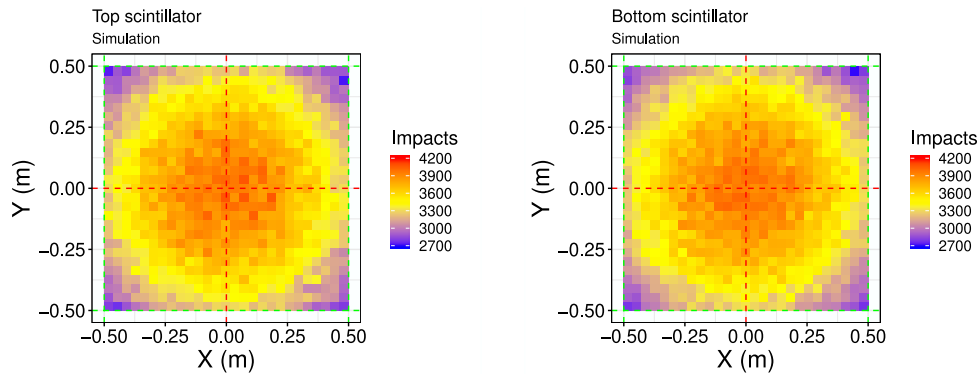


Fig. 4. Impact points histograms obtained by means of simulation.

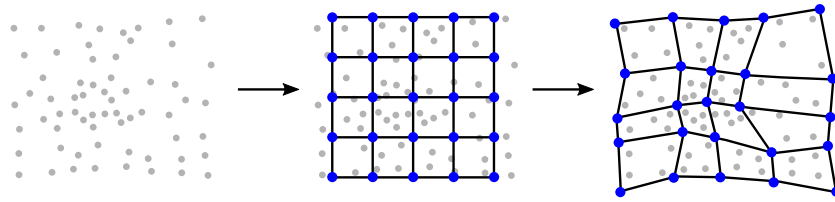


Fig. 5. An illustration of a SEM training. The gray points are the distribution of the training data (left). At first (center), the SEM nodes are placed over the data space. After many iterations the grid tends to span the data distribution (right) where $\Lambda = \Lambda^* = 4$.

Clearly, histograms shown on Fig. 3 and the distribution shown on Fig. 4 do not match. To be able to calculate the coordinates x_1, y_1, x_2 and y_2 based on the eight values obtained from an event, the obtained distributions should be equal or at least very similar to simulations. With this goal in mind, we use a Self-Equalizing Map described below.

3.1. Self-equalizing map

A Self-Equalizing Map (SEM) is a novel type of artificial neural network that is trained using unsupervised learning to produce a concrete discretized distribution function (e.g. uniform) preserving the topological properties of the input space. In other words, it is a method to reorganize data without changing its order. Thus, for data to be applicable to a SEM, they must be well ordered, which means that if $x_1 < x_2$ is because it is so in reality although the distance between them is not $|x_1 - x_2|$. Sorting the impact points is the purpose of (Eqs. (1), (2), (3) and (4)).

In the same way as Self-Organizing Maps (SOMs), SEMs differ from other artificial neural networks in that they apply competitive learning instead back-propagation with gradient descent.

The purpose of using this network is to calibrate this detector without using radiation sources. For this, SEM is adjusted to achieve a well-known distribution obtained from simulations (Fig. 4) that cover the entire scintillation area. For this, it must be trained with values captured by the uncalibrated PMTs (Fig. 3) as explained in Section 3.1.1.

3.1.1. Learning rule

First, L is set to establish the number of neurons of the network (L^2), and the position of the neurons should be initialized covering the set of points used during the training process. The number of 4-side cells C thus will be $(L - 1)^2$. Each cell is delimited by four coordinates given by the position of the neurons $\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \mathbf{p}_3, \mathbf{p}_4$ within which there will have to be a number of samples given by a discretized distribution. We also define the training rate α and the number of epochs.

In the network of Fig. 5, $L = 5$. For this example we assume an uniform distribution, if the number of data samples is N , the number of samples per cell Λ must be

$$\Lambda^* = N / (L - 1)^2 \quad (5)$$

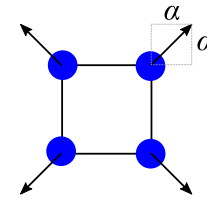


Fig. 6. Enlargement of a cell to span the desired Λ^* .

The number of samples per cell must be adjusted depending on the distribution, and could be defined as a constant or not, i.e. $\Lambda^* = \Lambda^*(x, y)$ where $x, y \in 1, 2, \dots, L$. For simplicity, we assume in this example that Λ^* is an uniform distribution, i.e. using (5).

The simulated distribution is used to calculate the expected number of impacts (Λ^*) on each cell of the non-deformed mesh; then, the actual data is applied to the mesh, which is subsequently deformed until the same number of impacts per cell is obtained in the deformed mesh. For this purpose, the number of samples Λ in each cell is counted after initialization. If the number is smaller than Λ^* , the cell is enlarged (Fig. 6) proportionally to α , updating the neuron positions according to this formula:

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_1 &\leftarrow \mathbf{p}_1 + \alpha \cdot J \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(-1, 1) \\ \mathbf{p}_2 &\leftarrow \mathbf{p}_2 + \alpha \cdot J \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1, 1) \\ \mathbf{p}_3 &\leftarrow \mathbf{p}_3 + \alpha \cdot J \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(-1, -1) \\ \mathbf{p}_4 &\leftarrow \mathbf{p}_4 + \alpha \cdot J \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1, -1) \end{aligned} \quad (6)$$

where J is the cost function defined as

$$J = \sum_{\text{each cell}} |\Lambda^* - \Lambda| \quad (7)$$

We repeat this procedure for each cell of the matrix for a fixed number of iterations (epochs), which will result in the neurons moving around and reorganizing as shown in Fig. 5. The equations used to

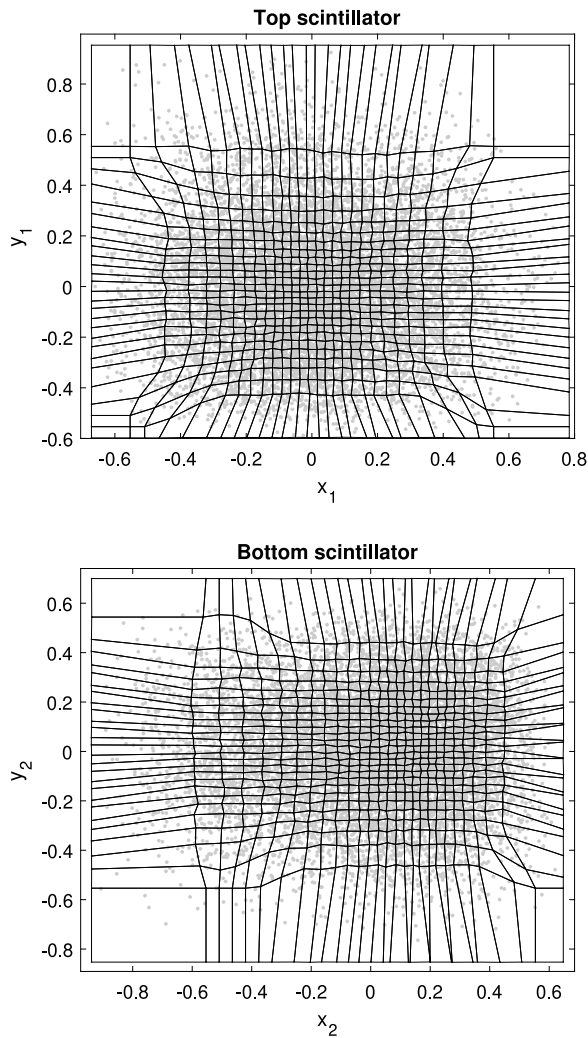


Fig. 7. Grids created by the neurons after the training process. The gray points are the first 10000 samples. Note that x_1 , y_1 , x_2 , y_2 do not indicate the absolute position of impact points but the relative position between them.

sort the data do not affect the calculation of the impact point, as the SEM makes up for it; but in order to help the algorithm converge more quickly and since the expected impact distribution is known, the data used, represented in 3, is initially repositioned in the origin of the coordinate system in the center of the scintillator by subtracting the average pulse height from each PMT from the height of each pulse. It is important to note that this operation does not change the order in the data provided by the equations.

Once the process is over, a mesh is obtained which allows us to approximate the point of impact of a new event given the cell of this mesh where the impact falls, after calculating the position through the ordering equations described in Section 3 and the aforementioned correction.

It is important to note that, as long as the ordering equations used do their job and produce a well ordered distribution as described in Section 3, it does not matter which equations are used (although there are equations that make learning easier than others). They do not affect the precision of the calculated cell of impact position, since the SEM compensates it during training just like it compensates miscalibrations or differences in the system components.

The SEM training phase is based on a simulation that assumes the distribution for particles impacting the scintillator surface presented in [17] and real measurements that would produce such a distribution;

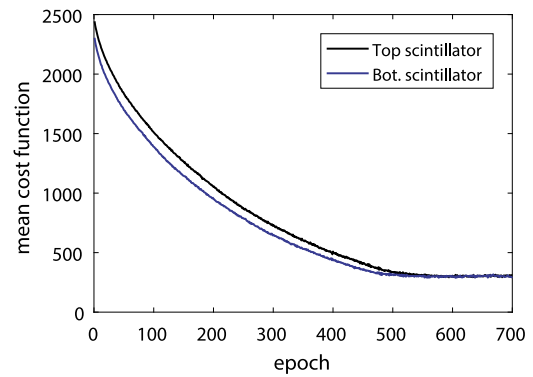


Fig. 8. Learning rate for different values of both scintillators. The mean cost function is J .

a period of time with no solar events, or a period with a duration long enough to make the effect of noise and anisotropic events negligible. But once the training is done the SEM is static, and consequently it would map the measured data produced by an anisotropic event into an anisotropic trajectory distribution reflecting this fact.

A limitation of the SEM is the resolution to calculate impact positions and incidence angles, limited by the number of polygons. In addition, the mesh of the SEM is composed of polygons of four sides each. This is a handicap to separate the points according to a distribution, especially when there are high concentrations of points in certain regions. This causes the network to converge but has a constant error as will be seen in Fig. 8. This constant error is decreased when L is reduced. However, it implies a reduced resolution of incidence angles as we will see in the next section. Another approach is substituting the straight lines of the mesh by curves; it can decrease this constant error but considerably increase the computation time and is not the object of study of this article. Finally, as previously explained, the data must be collected when there are no or spaced enough solar events as to be considered homogeneous (as in the simulations).

4. Results

Finally, a test with real data to check the proposed method has been performed. The data were collected using the MITO muon telescope from January 17, 2019 to January 20, 2019 in the Juan Carlos I scientific base, located in Livingston Island, Antarctica ($S62^\circ 39'46''$, $W60^\circ 23'20''$, 12 m asl).

As explained in Section 2, the raw data obtained from the eight PMTs was gathered using the ARACNE module and pulse height for each event in coincidence was stored in a text file that can be used repeatedly, ensuring that possible changes in the obtained results during the test are exclusively due to changes in the procedure explained in Section 3. The total number of sets of eight pulses captured in coincidence vary from 908,260 to 939,139 per day, and were captured during the full 24 h period each day. The use of data extracted from whole days would compensate the possibility of anisotropies caused by Earth's rotation during training.

To perform the training process, a set of 200,000 pulses per scintillator, chosen randomly from the pulses of all days considered, were used. On one hand, if fewer pulses are used the map is less smooth since there is not enough pulses per square of the mesh. On the other hand, no more than 200,000 pulses were necessary because the SEM already converged and using more data did not improve the map. The training parameters were selected taking into account the convergence rate and the time taken for training; when α is low, the grid of the net becomes smoother but the number of epochs must be increased for the system to converge, so there is a trade-off between α and the number of epochs. For this experiment, $L = 28$ was chosen as it provided a good

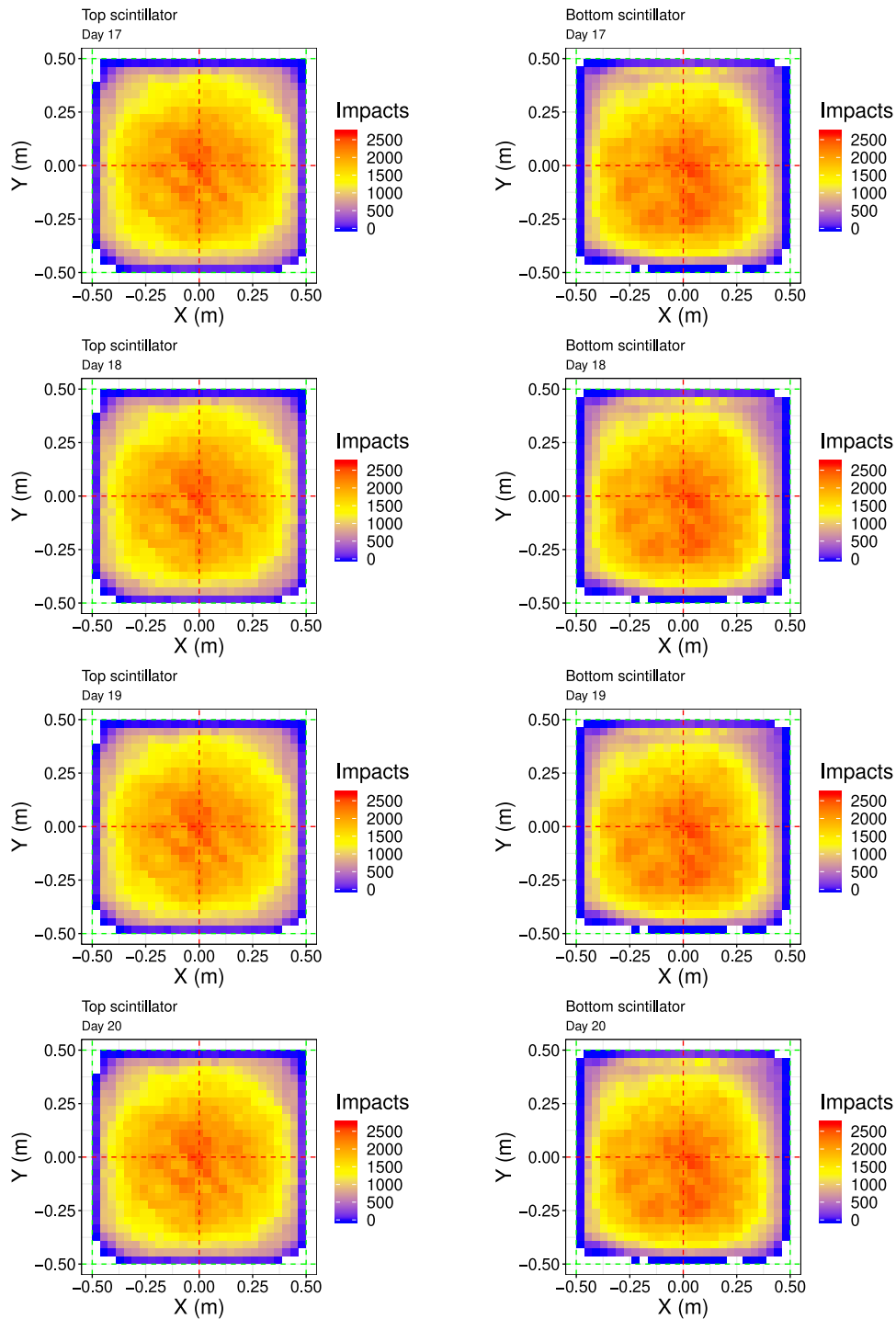


Fig. 9. Final histograms. The histograms of scintillator 1 are located in the left column and the histograms of scintillator 2 are located in the right one.

trade-off between impact resolution (729 cells of roughly 3.7×3.7 cm) and computation time, the number of epochs to train the SEM was set to 700, and the learning factor to $\alpha = 10^{-3}$. In all the tests carried out for this experiment the networks converged successfully. Using 200,000 pulses the training lasts 806 s using Matlab 2019 in a computer with an Intel Core i7 processor, which makes this method less accurate but a lot faster than manual calibration using a radiation source. Also, contrary to manual calibration, the detection process is not interrupted when the detector is calibrated using this method since, once calibrated, the pulses used for calibration can also be processed like the rest.

As explained in Section 1, since the goal of this method is determining the direction of the incident particles, two SEMs corresponding

each one to a scintillator have been trained. The resulting grids are shown in Fig. 7. As explained in Section 3.1, along the iterations the grid tends to homogeneously spread the data distribution and transform it in a distribution similar to the one of Fig. 4, by means of a Λ^* impact distribution obtained from simulation.

In Fig. 8, the evolution of the mean cost function \bar{J} along the epochs is depicted. It shows that the network converges to a minimum of approximately 12% the initial \bar{J} value. Additional tests with other data show similar decreasing exponentially in the cost function.

Once obtained, the SEMs can be used to directly determine the impact points at both scintillators given the pulse height values of a given event. Applying the test data to the SEMs, we can observe in

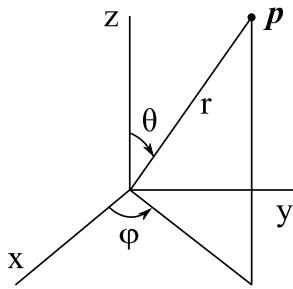


Fig. 10. Spherical coordinates.

Fig. 9 that the impact point distribution is a lot more uniform than in Fig. 3, and similar to Fig. 4. It can be observed, though, that the decay of impact frequency at the edges is more pronounced than in Fig. 4, a consequence of the algorithm struggling to adapt large empty areas of Fig. 3 to the edges of the simulated impact distribution.

As explained in Section 3, after obtaining the point of impact on each scintillator the angles of incidence in spherical coordinates (Fig. 10) can be found.

Let us define $\Delta x = x_2 - x_1$ and $\Delta y = y_2 - y_1$. Once calculated, they are used together with the separation between planes ($\Delta z = 136.5$ cm) to obtain the incident direction in spherical coordinates ϕ and θ according to these formulas:

$$\begin{aligned} \phi &= \arctan \frac{\Delta y}{\Delta x} \\ \theta &= \arccos \frac{\Delta z}{\sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2 + \Delta z^2}} \end{aligned} \quad (8)$$

The histogram of ϕ and θ is shown in Fig. 11(a), where the θ axis has been set so that each histogram cell represents the same solid angle. From this new perspective we can observe that higher values of θ are reached in diagonal directions (black dotted lines), which is logical because the length from corner to corner of each scintillator is $\sqrt{2}$ m, compared to 1 m from side to side. Thus, higher θ angles are possible (see Fig. 1(a)).

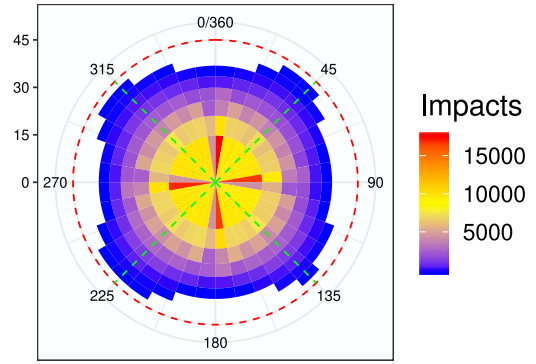
The equivalent figure obtained from simulation is depicted in Fig. 11(b). Note that the number of impacts in the color scale differ due to the different amount of impact points used in the simulation and the reconstruction. The simulation distribution is also more uniform; this is because it comes from the exact impact point coordinates obtained from simulation, while Fig. 11(a) distribution is obtained from a mesh adaptation in such a way that, when an impact is determined to have fallen into a specific cell, the center point of the cell is considered as the impact point. This quantization induced by the mesh implies that impact angles are also quantized, which produces the discontinuities. For example, when θ is near the vertical, there is very few possible ϕ angles and many trajectories are calculated as being in the 0-180° and 90-270° directions.

Since the zenith angle θ is the key to find anisotropies, another metric to evaluate the performance of SEM was the distribution of counts by θ in simulation and in real data. Results on simulations and real pulses from four consecutive days were presented in Fig. 12. These plots are not directly comparable to those presented in Figures 11(a) and 11(b), because they represent the number of impacts directly against the zenith angle of the trajectory without considering the dependence with the solid angle (see Fig. 12). Nevertheless, it allows a direct comparison between the simulation and results obtained by using real data, showing the agreement between them.

5. Conclusions

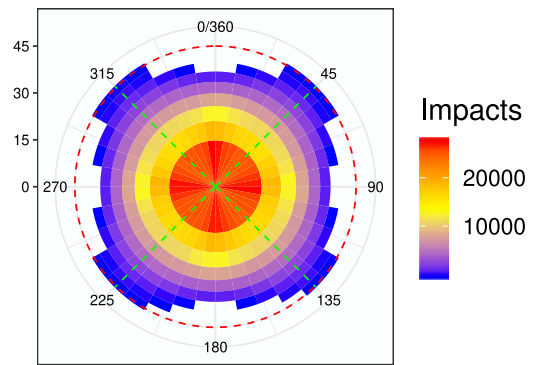
We have developed a method based on a novel self-organizative map called Self-Equalizing Map (SEM) to calculate the point of impact

Azimuth and zenith impact angles
Self-equalizing map calculation



(a)

Azimuth and zenith impact angles
Simulation



(b)

Fig. 11. (a) Polar histograms of ϕ and θ of the experiment data. The number of impacts registered that day were 936,029; (b) Polar histograms of ϕ and θ of the simulated data of Fig. 4 using 2,565,254 impacts..

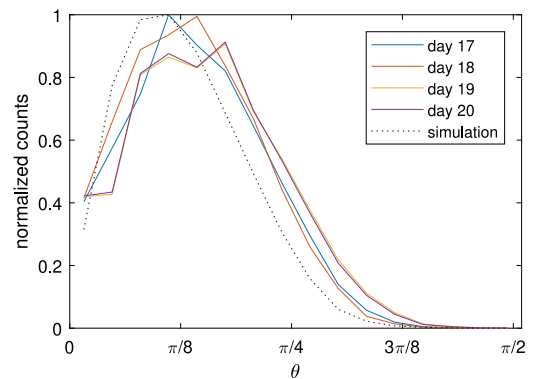


Fig. 12. Histogram of θ vs. normalized counts for the four days (solid lines) and for the simulation of Fig. 4 (dotted line).

of a particle in a scintillator. This map is trained using unsupervised learning to produce a specific discretized distribution function preserving the topological properties of the input space. The learning process has been attained through the training of SEMs according to a previously generated simulation, assuming that the angle of incidence of muons is isotropic along one day. This method has been applied to data obtained from the MITO instrument, which consists of two stacked

scintillators, in a real environment, to estimate the source direction of the incident muons detected. The obtained directions have been found to be consistent with the expected distributions. This method also has the advantage that it can be used remotely, so that if the instrument properties change along the time (e.g. changes of PMTs with temperature) it can be remotely recalibrated; which is useful if it is located in regions difficult to reach, such as Antarctica in this case.

CRedit authorship contribution statement

Alberto Regadío: Conceptualization, Methodology, Software, Formal analysis, Visualization, Writing - original draft. **J. Ignacio García Tejedor:** Visualization, Formal analysis, Validation, Investigation, Data curation, Writing - review & editing. **Sindulfo Ayuso:** Investigation, Validation, Writing - review & editing. **Óscar García Población:** Investigation, Writing - review & editing. **Juan José Blanco:** Funding acquisition, Validation, Supervision, Writing - review & editing. **Sebastián Sánchez-Prieto:** Supervision, Writing - review & editing. **Óscar Rodríguez Polo:** Supervision, Writing - review & editing.

Declaration of competing interest

The authors declare that they have no known competing financial interests or personal relationships that could have appeared to influence the work reported in this paper.

Acknowledgments

Thanks to project CTM2016-77325-C2-1-P funded by Ministerio de Economía y Competitividad and by the European Regional Development Fund, FEDER.

References

- [1] M.L. Duldig, Muon observations, *Space Sci. Rev.* (2000).
- [2] F. Jansen, K. Munakata, M. Duldig, R. Hippler, Muon detectors—the real-time, ground based forecast of geomagnetic storms in Europe, in: *ESA Space Weather Workshop: Looking Towards a European Space Weather Programme*, 2001.
- [3] T. Kuwabara, J.W. Bieber, J. Clem, P. Evenson, R. Pyle, Development of a ground level enhancement alarm system based upon neutron monitors, *Space Weather* 4 (10) (2006) n/a.
- [4] Nagoya experiment, 2019, <http://www.stelab.nagoya-u.ac.jp/ste-www1/div3/muon/muon1.html>.
- [5] GRAPES-3, 2019, <https://grapes-3.tifr.res.in/>.
- [6] S. Ayuso, J. José Blanco, J. Medina, R. Gómez-Herrero, O. García-Población, I. García Tejedor, A coincidence detection system based on real-time software, *Geosci. Instrum. Methods Data Syst.* (2016).
- [7] J.J. Blanco, O. García Población, J.I. García Tejedor, J. Medina, M. Prieto, A. López-Comazzi, S. Ayuso, R. Gómez-Herrero, C. Steigies, A new neutron monitor at the Juan Carlos I Spanish Antarctic station (Livingston Island-Antarctic Peninsula), in: *36th International Cosmic Ray Conference, ICRC2019*, vol. 36, 2019, p. 1060.
- [8] J. Medina, J.J. Blanco, O. García, R. Gómez-Herrero, E.J. Catalán, I. García, M.A. Hidalgo, D. Meziat, M. Prieto, J. Rodríguez-Pacheco, S. Sánchez, Castilla-La Mancha neutron monitor, *Nucl. Instrum. Methods Phys. Res. A* (2013).
- [9] D. Mahon, A. Clarkson, D. Hamilton, M. Hoek, D. Ireland, J. Johnstone, R. Kaiser, T. Keri, S. Lumsden, B. McKinnon, et al., A prototype scintillating-fibre tracker for the cosmic-ray muon tomography of legacy nuclear waste containers, *Nucl. Instrum. Methods Phys. Res. A* 732 (2013) 408–411.
- [10] S. Ayuso, J.I. García Tejedor, J.J. Blanco, R. Gómez Herrero, O. García Población, J. Medina, M. Prieto, A. López Comazzi, MITO, a new directional muon telescope design. First observations, in: *36th International Cosmic Ray Conference, ICRC2019*, vol. 36, 2019, p. 180.
- [11] G. Liu, M.D. Aspinall, X. Ma, M.J. Joyce, An investigation of the digital discrimination of neutrons and γ rays with organic scintillation detectors using an artificial neural network, *Nucl. Instrum. Methods Phys. Res. A* (2009).
- [12] A. Regadío, S. Sánchez-Prieto, L. Esteban, Filtering of pulses from particle detectors by means of singular value decomposition (SVD), *Nucl. Instrum. Methods Phys. Res. A* (2019).
- [13] M. Duldig, R. Jacklyn, The determination of the accidental rate in the output of a 2-tray gas counter telescope, in: *International Cosmic Ray Conference*, vol. 4, 1987, p. 380.
- [14] N. Hasebe, Y. Ezawa, H. Yoshii, T. Yanagimachi, Charge waveform of a new two-dimensional position-sensitive silicon detector, *Japan. J. Appl. Phys.* (1988).
- [15] A. Banu, Y. Li, M. McCleskey, M. Bullough, S. Walsh, C. Gagliardi, L. Trache, R. Tribble, C. Wilburn, Performance evaluation of position-sensitive silicon detectors with four-corner readout, *Nucl. Instrum. Methods Phys. Res. A* 593 (3) (2008) 399–406.
- [16] G.G. Knoll, *Radiation Detection and Measurement*, fourth ed., John Wiley & Sons, Inc., 2010.
- [17] J. Sullivan, Geometric factor and directional response of single and multi-element particle telescopes, *Nucl. Instrum. Methods* 95 (1) (1971) 5–11.

Capítulo 7

Resultados

7.1 Travesía latitudinal hasta la Antártida

ORCA fue instalado en la Base Antártica Juan Carlos I entre diciembre de 2018 y enero de 2019. El transporte se hizo en el buque del Consejo Superior de Investigaciones Científicas (CSIC) Sarmiento de Gamboa, en una travesía que duró poco más de un mes. Durante dicha travesía, los instrumentos de ORCA fueron recogiendo datos, cuyo análisis preliminar fue presentado en el Congreso Internacional de Rayos Cósmicos (ICRC) de julio de 2019 que se celebró en Madison (USA) a través de pósteres y comunicaciones orales y escritas (Blanco et al. 2019, Ayuso et al. 2019).

No se pudieron analizar los datos correspondientes a toda la travesía debido a su inconsistencia o inexistencia en algunos periodos. Ello se debió a diversas vicisitudes como ajuste de sistemas o avería en el SAI. No obstante, sí se pudo comprobar el correcto funcionamiento y la coherencia de los datos recogidos por MITO en el viaje latitudinal y en función de la variación del corte de rigidez geomagnética.

En la Fig. 7.1 se muestran los gráficos de cuentas min^{-1} obtenido junto con el corte de rigidez geomagnética correspondiente. Los datos de SAS TOP (4 PMTs del centellador superior en coincidencia) dan una clara disminución de cuentas mientras aumenta el corte de rigidez geomagnética. A partir del 03/12/18 los datos comienzan a sufrir bruscas variaciones que podrían deberse a ruido provocado por una avería del SAI que se comprobó que inducía impulsos de ruido en los PMTs. En el gráfico de SAS BOTTOM (4 PMTs del centellador inferior en coincidencia) se observa una libiana influencia de la rigidez geomagnética. La explicación podría estar en que, entre TOP y BOTTOM, hay 10 cm de plomo que impiden la llegada a BOTTOM de partículas menos energéticas como electrones y gammas (Blanco et al. 2019).

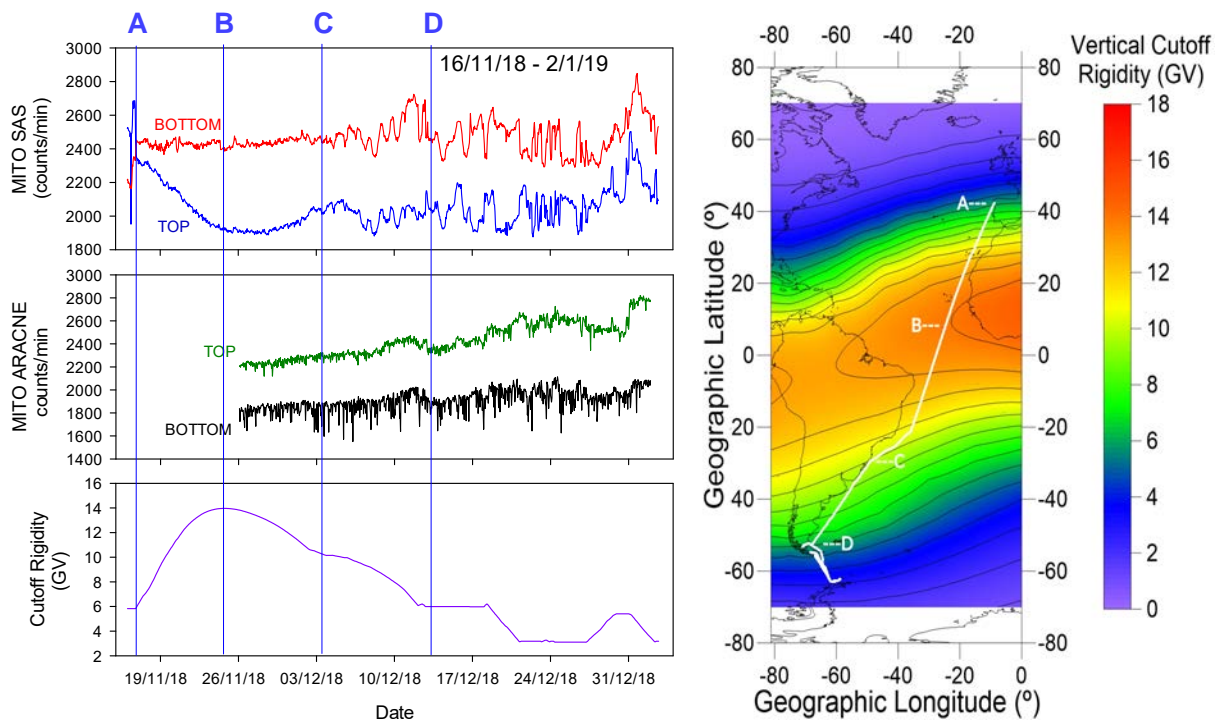


Figura 7.1: Izquierda, cuentas por minuto registradas por SAS y ARACNE durante la travesía y corte de rigidez geomagnética correspondiente. Derecha ruta del barco en la travesía con niveles de corte de rigidez geomagnética. A: Inicio de la travesía. B: Máximo corte de rigidez geomagnética. C: Punto de corte de rigidez geomagnética = 10. D: Llegada a Ushuaia.

7.2 Artículo 4: “Cosmic Ray Observations from Livingston Island”

Durante 2019, MITO apenas funcionó, pues en marzo se produjo el corte de energía motivado por el cierre de la Base al final de cada campaña antártica, ya que el conjunto ORCA no estaba conectado al suministro eléctrico de energías renovables de la Base. En la siguiente campaña antártica (enero de 2020) se hicieron ajustes más exhaustivos (polarización de PMTs y ajuste de ganancias mediante histogramas), se desconectó el SAI que estaba produciendo ruido y se mejoró algún aspecto de la electrónica de SAS como los discriminadores de nivel (LLD y ULD). Todo ello se reflejó en la recepción de un mayor flujo de muones y en medidas más estables durante el año 2020.

El análisis de los primeros datos dio lugar al artículo titulado “*Cosmic Ray Observations from Livingston Island*” y que se incluye a continuación. Es el cuarto y último de esta tesis y ha sido publicado en la revista *Advances in Space Research*, con factor de impacto de 2,152 en 2020 y situada en el tercer cuartil (Q3) en la categoría de “*Astronomy & Astrophysics*” y en el primer cuartil (Q1) en la categoría de “*Engineering & Aerospace*” según *Journal Citation Reports. Scimago* la sitúa en los cuartiles Q2 y Q1 respectivamente para las mismas categorías.

Además de mostrar un resumen de la composición de los instrumentos de ORCA, con sus dos monitores de neutrones (NEMO) y el telescopio de muones (MITO), se correlacionan los datos obtenidos por los distintos sensores, entre sí y con presión y temperatura, mostrando los diferentes niveles de energía de partículas a los que es sensible cada instrumento. Se calcula el factor de correlación de los datos, observando que es muy alto entre NEMO y presión, y moderado entre MITO y NEMO, lo cual es coherente e indica que los instrumentos están funcionando adecuadamente. Además se observa una fuerte correlación entre los datos de NEMO y la evolución de la capa de nieve acumulada en el contenedor durante el invierno austral, lo que podría dar lugar a futuros trabajos de seguimiento y estudio de la evolución nival a partir de los datos obtenidos por ORCA.



Cosmic ray observations from Livingston Island[☆]

Juan José Blanco^{a,*}, Juan Ignacio García-Tejedor^a, Óscar García-Población^a,
Sindulfo Ayuso^a, Alejandro López-Comazzi^a, Iván Vrublevskyy^a, Manuel Prieto^a,
Anna Morozova^b

^a University of Alcalá, Plaza San Diego s/n, Alcalá de Henares 28801, Spain

^b Instituto de Astrofísica e Ciências do Espaço, Universidade Coimbra, Portugal

Received 18 August 2021; received in revised form 21 February 2022; accepted 23 February 2022

Available online 4 March 2022

Abstract

ORCA, from the Spanish name *Observatorio de Rayos Cósmicos Antártico*, is a cosmic ray detector devoted to the observation of secondary cosmic rays at Juan Carlos I Spanish Antarctic Base (62° 39' 46" S, 60° 23' 20" W, 12 m above sea level). ORCA was installed at the beginning of January 2019 after performing a latitudinal survey from Vigo (Spain) to Livingston Island aboard the Sarmiento de Gamba Research Vessel. ORCA was in commissioning phase from January 2019 to March 2020, being in normal operation mode from March 2020. A vertical cutoff rigidity of 2.37 GV has been computed at ORCA location and during the first year of operation, i. e. from March 2020 to March 2021.

ORCA consists of three detectors stacked in a shared structure that maintains the relative distances between the detectors. A muon telescope (ORCM), a neutron monitor without any shielding around (ORCB) and a 3NM64 neutron monitor (ORCA). This configuration allows the measurement of neutron count rates at two different energy thresholds, muon count rate and muon incident directions.

Measurements recorded during the first year of operation and ORCA potential capabilities are shown in this work.

© 2022 COSPAR. Published by Elsevier B.V. This is an open access article under the CC BY-NC-ND license (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>).

Keywords: Cosmic rays; Neutron monitors; Muon telescopes; Sun-Earth relationship

1. Introduction

The Earth is immersed in a continuous flux of cosmic rays with energies ranging from 10⁷ eV/nucleon to 10²⁰ eV/nucleon. Moreover, the cosmic ray flux varies from 1 particle per m² and second to 1 particle per square kilometer and century. The primary cosmic ray differential spectrum follows a power law in energy with a spectral index of about −2.7. Below ∼ 1 GeV/nucleon, the differential spectrum is no longer a simple power law reaching a maximum at some hundreds of MeV/nucleon. Cosmic ray flux

at Earth's orbit is affected by the solar activity below some tens of GeV/nucleon. For this reason, temporal variations in the cosmic ray flux can be used as indicator of solar activity. These variations are observed by instruments at ground level such as neutron monitors which observe secondary cosmic rays (mainly neutrons) produced by cosmic rays at the top of the atmosphere (Smart and Shea, 1988).

The magnetosphere acts as a filter for particle magnetic rigidities, ranging from 0 GV on the magnetic poles up to 20 GV above the Indonesian peninsula. Moreover, the atmosphere also acts as an energy filter, being cosmic ray energy loss strongly dependent on the traversed atmospheric thickness. These effects can be used to measure the cosmic ray spectrum at this energy range by installing cosmic ray detectors, such as neutron monitors or muon

[☆] ORCA.

* Corresponding author.

E-mail address: juanjo.blanco@uah.es (J.J. Blanco).

telescopes, at different geomagnetic locations and altitudes above sea level.

Using Earth as a giant cosmic ray detector drives international collaborations to build global networks of these detectors. The neutron monitor data base (NMDB) is an example of this. NMDB provides access to real-time and historical data to neutron monitor measurements from stations around the world (<https://www.nmdb.eu/>). Every station integrated into the network can be identified by four capital letters. For instance, the Castilla La Mancha Neutron monitor (CaLMa) is referred as CALM in the NMDB (Medina et al., 2013). Global coverage is one of the aims of NMDB, and new stations should fill the gaps in the current network. The Antarctic Peninsula is one of these gaps since LARC neutron monitor, which was operative at King George Island, in the South Shetland Archipelago, was switched off (Cordaro et al., 2012).

The Juan Carlos I Spanish Antarctic Base (BAE-JCI) is in Livingston Island, $62^{\circ}39'46''S$, $60^{\circ}23'20''W$ at 12 m above sea level (a.s.l.), which is also in the South Shetland Archipelago 134 km away from King George Island. The station is built in a beach on the initial slopes of Mount Sofía (275 m altitude) next to Española cove. Livingston Island is strongly glaciated, and Mount Sofía is at the border of Johnson's glacier. The BAE-JCI is a summer research station, i.e. it is only open during the antarctic summer, from mid-November to the beginning of March, typically. Currently, the BAE-JCI facilities supply standard power and communications infrastructure for running experiments during the summer, but both power and communications are very limited in winter, once the BAE-JCI is closed.

The BAE-JCI was at averaged effective vertical cutoff rigidity of $R = 2.37 GV$ from March 2020 to March 2021. This value results from the Izmiran calculator at <https://tools.izmiran.ru/cutoff2050/> (Belov et al., 2021). In this calculation the following conditions have been set. A cosmic ray flat spectrum, the International Geomagnetic Reference Field (IGRF-12) for the magnetosphere (Thébault et al., 2015) and the Tsyganenko model to account the induced external magnetic field (Tsyganenko, 1989). A K_p -index of 0 has been used to take into account a magnetosphere in calm. Vertical cosmic ray incidence at 20 km height has been also assumed. An extended definition of effective cutoff rigidity can be found in (Gerontidou et al., 2021).

A different cosmic ray detector, TRISTAN, of the TRAGALDABAS family, was installed and in operation in the F module of the BAE-JCI from January 2020 to March 2020. It is composed by stacked three planes, each of them divided in a mosaic of 30 rectangular Resistive Plate Chambers (RPCs). Between the second and the third plane there is a 1 cm-thick lead layer covering around a 60% of the surface of the third plane. A detailed description and main results are gathered in Garzón (2020).

2. Observatorio de Rayos Cósmicos Antártico (ORCA)

The Observatorio de Rayos Cósmicos Antártico (ORCA) was installed at BAE-JCI at the beginning of January 2019 after performing a latitudinal survey from Vigo (Spain) to Livingston Island (Antarctica) (Blanco et al., 2019b). ORCA is into a 20 feet container, which is thermally isolated and can be environmentally controlled, named MazORCA. MazORCA has its own power system based on a set of five solar panels and batteries. It also has a communication system consisting of an Iridium Edge transmitter that allows communications via satellite. However, it was decided to connect ORCA directly to the base to ensure a stable power supply and higher bandwidth when sending data. MazORCA functions in this case as an interface between the base and the instruments.

MazORCA is located close to the Scientific module. MazORCA front door points to the scientific module while one of the long sides of the container, the one with solar panels, points to the beach (black container in Fig. 1).

Three detectors constitute ORCA, two neutron monitors and a muon telescope (Blanco et al., 2019a; Ayuso et al., 2021), and a meteorologic station. The detectors share a common structure which keeps the relative position of the different detectors. A picture of the distribution of the ORCA's detectors inside MazORCA is shown in Fig. 2 and a diagram of the distribution of the detectors



Fig. 1. Upper picture: a general view of BAE-JCI. Down picture: MazORCA (the ORCA's black container) close to the scientific module building (red building) and the communication antenna (white igloo).



Fig. 2. MazORCA interior. The control and communications electronics cabinet is in the front, and the structure with ORCA’s detectors is in the back.

is shown in Fig. 3. A meteorologic station (Vaisala PTU300 Combined Pressure, Humidity and Temperature Transmitter) provides measurements of pressure, temperature and relative humidity inside MazORCA. The meteorologic station is located in the control and communications cabinet far enough from electronic heat sources. Inside MazORCA, equipment is connected to a local Ethernet network. Data is stored in a common Network-attached storage system (NAS). It can be administered and controlled remotely if required.

2.1. Neutron monitors

ORCA has two neutron monitors. It is foreseen to submit their measurements to the NMDB. Their identifiers in

the NMDB will be ORCA and ORCB respectively. Therefore, the observatory and one of the neutron monitors share the same identifier, ORCA.

ORCA follows the NM64 standard (Hatton and Carmichael, 1964; Shea and Smart, 2000), i. e. a counter tube surrounded by a polyethylene moderator, which is in turn enclosed in a lead producer formed by lead rings, and an outer reflector also made of polyethylene. It is composed of three BP-28 counters filled by boron trifluorine. Therefore, it is a 3NM64 set.

ORCB is composed with three bare, i. e. without lead producer or polyethylene, LND2061 counters filled by boron trifluorine. The general characteristics of both counter tubes are listed in Table 1. The two neutron monitors are placed one on top of the other, being ORCA below ORCB (Fig. 3).

The signals from ORCA and ORCB are preprocessed in a signal conditioning system before reaching the data acquisition system. This system consists of a Field Programmable Gate Array (FPGA) with an IP (intellectual property) core specifically designed for this application, and an embedded Linux Beaglebone Black system in which the capture code is executed, as well as the necessary corrections, the editing of the data and its subsequent publication in a database (Población et al., 2014). This system keeps its local clock synchronized using the Network Time Protocol (NTP) server, which is equipped with a Global Positioning System (GPS) receiver. Additionally, it also controls the Vaisala meteorologic station PTU301 Transmitter. The PTU301 probe measures pressures in a range between 500 and 1100 hPa with an accuracy of ± 0.05 hPa. The temperature/humidity probe composed by a Pt100 RTD Class F0.1 IEC 60751 and Vaisala HUMICAP 180C respectively, measures in a range of $-40^{\circ}C$ to $+60^{\circ}C$ with an accuracy of $\pm 0.2^{\circ}$ and 0 to 100%RH with

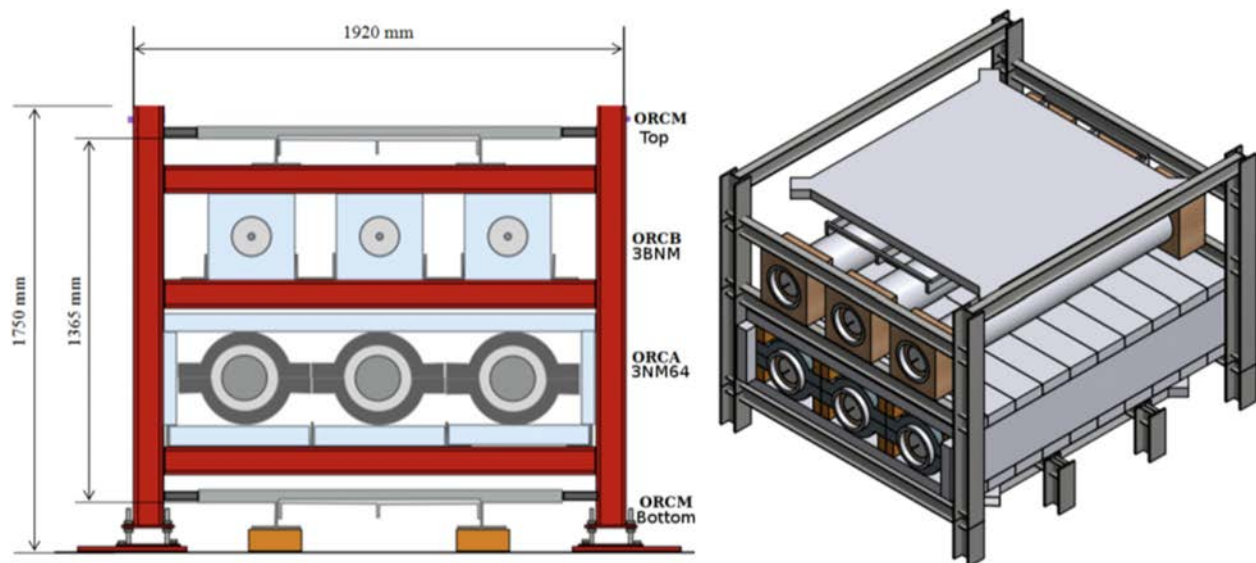


Fig. 3. ORCA diagram. Left: Front view. ORCB grey colored square boxes are 30 cm wide polyspan rings. They fix the bare tubes by the two ends to the structure in their position. Right: Perspective view showing ORCM’s top plane and ORCB, ORCA bellow. ORCM’s bottom plane is occluded by ORCA body.

Table 1
ORCA/ORCB counter tubes.

Counter Type	BP28	LND2061
Effective diameter (mm)	148.5	149.1
Effective length (mm)	1908.0	1956.3
Cathode material	Stainless steel	Stainless steel
Gas filling	$BF_3(96\%^{10}B)$	$BF_3(96\%^{10}B)$
Gas pressure (mmHg)	200	200
Operational voltage (V)	−2800	1800

an accuracy of $\pm 1\% RH$. Minute averaged measurements from the six counter tubes, the temperature, pressure and humidity sensors are continuously stored in the NAS.

ORCA and ORCB detect neutrons at two different energy thresholds as a consequence of the shielding with polyethylene and lead in ORCA. Once the validity of the measurements of every counter tube is checked, the count rates of both neutron monitors are obtained as the median of the three normalized count rates of each counter, F_1, F_2 and F_3 for the ORCA and A_1, A_2 and A_3 for the ORCB with the formula:

$$F = F_i \times Median\left(\frac{F_1}{\bar{F}_1}, \frac{F_2}{\bar{F}_2}, \frac{F_3}{\bar{F}_3}\right) \quad (1)$$

$$A = A_i \times Median\left(\frac{A_1}{\bar{A}_1}, \frac{A_2}{\bar{A}_2}, \frac{A_3}{\bar{A}_3}\right) \quad (2)$$

where F and A are the count rates for ORCA and ORCB respectively, $F_i = \sum_{i=1}^3 \bar{F}_i, A_i = \sum_{i=1}^3 \bar{A}_i$, being \bar{F}_i and \bar{A}_i the average of each counter along the first year of observation.

2.2. Muon telescope

The muon telescope in ORCA is based on the Muon Impact-Tracer Observer (MITO) (Ayuso et al., 2021). This is a telescope composed by a stack of two (Top and Bottom) BC-400 organic scintillators (100 cm \times 100 cm \times 5 cm, poly-vinyl-toluene with a light output 65% of that of anthracene). Four photomultiplier tubes (PMTs) are coupled to each scintillator by means of a pyramidal light guide. Each PMT collects the light reaching the corresponding lateral surface of the scintillator and generates a pulse whose amplitude is related to the distance between the particle impact point and the corresponding lateral surface of the scintillator (Fig. 4). The particle track is reconstructed by combining the computed impact points at Top and Bottom. Both scintillators are placed at the top and bottom of a metallic structure 136.5 cm apart of each other with ORCB and ORCA in between, and therefore, A 10 cm layer of lead between Top and Bottom (dark grey rings around ORCA tubes in Fig. 3). To follow the nomenclature defined for the neutron monitors (ORCA and ORCB) within the NMDB, MITO is named as ORCM. ORCM provides one minute count rates for four coincidence configurations and particle impact point on each scintillator. The coincidence configurations are: Top: the four PMTs

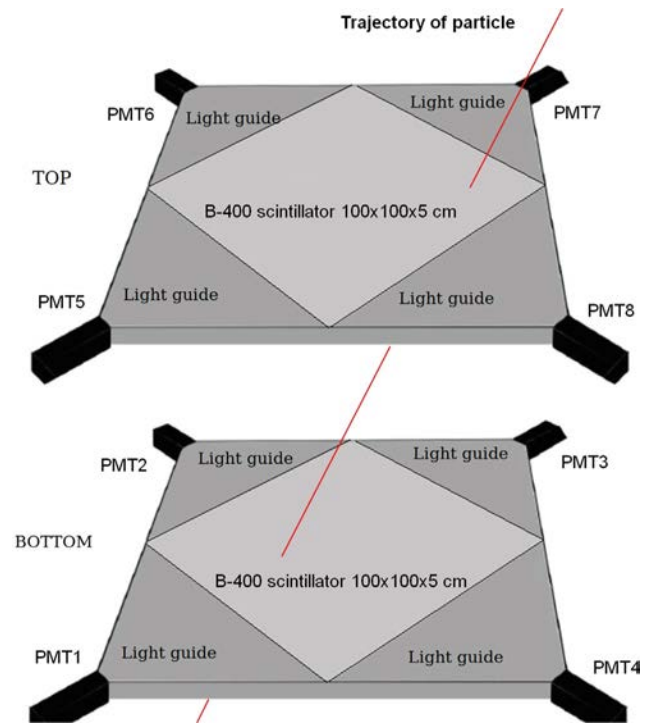


Fig. 4. ORCM scintillator arrangement. Black prisms are the 8 PMTs. The 8 guide lights are in darker grey and scintillators in light grey. This figure has been adapted from Ayuso et al. (2021).

in the upper scintillator, Bottom: the four PMTs in the bottom scintillator, Coin8: the eight PMTs, i.e. particles that cross both scintillators, and Lateral: a combination of two PMTs in the upper scintillator located at a common lateral side and two PMTs in the bottom scintillator but at the opposite lateral side. These four coincidence configurations can be changed to any possible combination of the eight PMTs. Also, the data acquisition system of ORCM is capable of capturing the pulse shape from the eight PMTs for each particle that impacts on the scintillators. In the normal mode of operation, the data acquisition system stores the height of the pulse produced by each one of the PMTs. Additionally, there is a pulse capture mode available that stores the pulse shapes, although this mode cannot be continuously operated due to the large amount of data that it produces. Pulse shape could contain information about the entering particle and multiplicity, but this is something to be investigated in future works. As it was stated above, it is possible to establish a relationship between the particle impact point on the scintillator plane and the light gathered through the opposite lateral sides (Ayuso et al., 2021). A different approach to the estimation of the impact point based on a neural network approach can be found in Regadío et al. (2020).

The local coordinate system is defined by the direction of PMT1 to PMT3 and Y axis is defined by the direction of PMT4 to PMT2 (see Fig. 5). Once the x and y coordinates on each scintillator, i. e. Top and Bottom, are obtained, the azimuth ϕ and zenith θ angles that define the particle trajectory can be computed from equations:

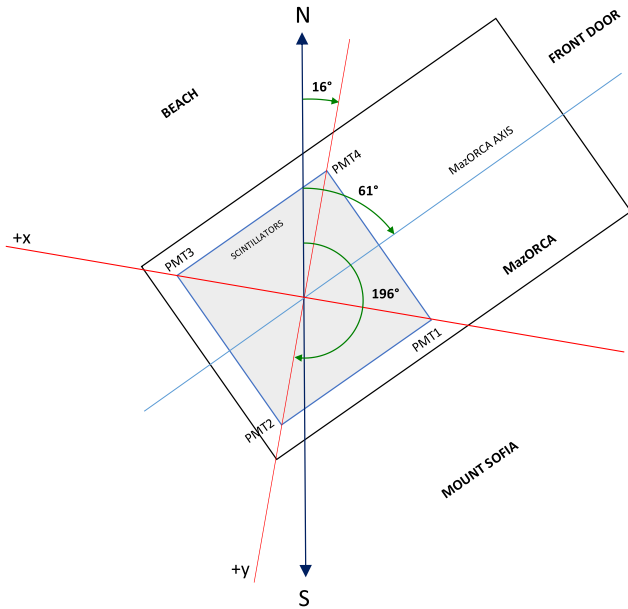


Fig. 5. Zenith view showing MazORCA global orientation with respect geographical North and ORCM relative orientation into MazORCA. The black rectangle represents MazORCA's walls.

$$\phi = \arctan \frac{y_B - y_T}{x_B - x_T} \quad (3)$$

and

$$\theta = \arctan \frac{\sqrt{(x_B - x_T)^2 + (y_B - y_T)^2}}{z} \quad (4)$$

being ϕ the azimuth angle, θ the zenith angle, x_T, x_B, y_T and y_B the x and y coordinates on Top and Bottom, respectively. z is the distance between Top and Bottom. The orientation of MazORCA with respect to the geographical North and the local orientation of ORCM local system as is defined above, is shown in Fig. 5. The surroundings, beach, Mount Sofia and front door, are depicted in the figure also.

As an example, a 2D polar histogram for hour nine of the 2020–06–15 data is presented in Fig. 6. Geographical North is at 0 degrees and East is at 90 degrees. The histogram radius represents zenith angle. An expected zenith anisotropy is clearly observed and a slight azimuth anisotropy is also observed, although further investigation about the origin of that anisotropy must be completed.

2.3. Detector response

A GEANT4 simulation has been performed to estimate the detector response to the passage of secondary cosmic rays throughout the detector volume (Fig. 7).

To perform the simulation a step by step approach has been followed. Bare $^{10}\text{BF}_3$ counters, NM64 standard counters and ORCM were simulated individually first; then, the whole system altogether. Taking into account the features of the scintillators, counter tubes and the characteristics of the walls of the ORCM housing, several Monte Carlo

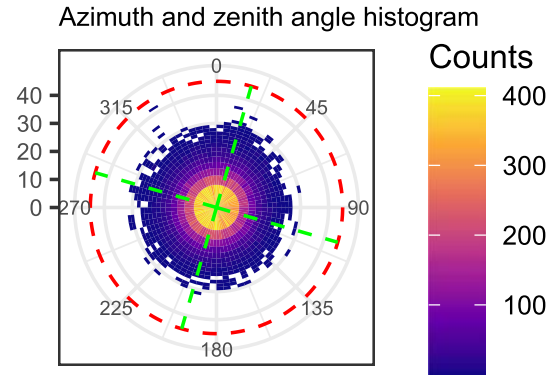


Fig. 6. Polar histogram for an azimuth-zenith grid. Observations are extracted from Coin8, i. e. reconstructed particle trajectories using impact points at Top and Bottom. Data were recorded during the hour 9 of 2020–06–15. Green lines mark the X and Y axis depicted in Fig. 5. North is at 0 degrees.

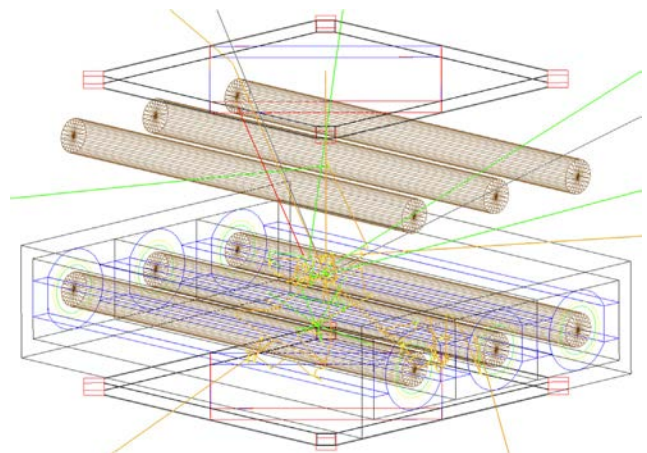


Fig. 7. Example of ORCA Geant 4 simulation. One 100 MeV vertical incident neutron is the primary particle.

simulations were carried out in order to estimate the energy deposited by secondaries into the detector volume and design an algorithm that calculates the coordinates of the muon impact point in the scintillator, based on the pulse levels produced by the PMTs. As an example, a vertical incident 100 MeV neutron has been fired onto the center of the top scintillator (Vertical orange line in Fig. 7). The neutron has a first interaction with the lead of the ORCA module. Multiple secondary neutrons are generated after the neutron-lead interaction and subsequent interaction of these secondary neutrons produce some optical photons, in yellow, gamma rays, in green, and additional neutrons and protons. Some of those secondary particles become in albedo particles for the ORCB module and Top according to this example.

Muons, electrons and protons from 1 MeV to 10 GeV were generated and fired in front of Top at random coordinates and angles of incidence. The kinetic energy losses for muons, protons and electrons when crossing ORCM, the ORCB and the ORCA are on average 350 MeV,

290 MeV and more than 6 GeV respectively. Taking into account the expected energy spectra for these particles at the detector location, the amount of electrons crossing Bottom is negligible.

A vertical incident flat spectrum of neutrons from 1 MeV to 500 MeV was fired to check the response of the ORCA section and also a vertical incident flat spectrum of neutrons from 0.025 eV to 10 MeV to evaluate the response of the ORCB section. Two clear conclusions can be drawn. Although a real expected neutron spectrum has not been used, the highest detection efficiency occurs below 50 eV for the ORCB and above 100 MeV for the ORCA. This is clear in Fig. 8 where the fraction on alpha particle production has been represented for ORCA and ORCB. This preliminary result could establish two different energy thresholds for the detection of neutrons in ORCA.

On the other hand, a significant contribution from neutrons generated in the vicinity of ORCA to the ORCB count rate cannot be ruled out due to the very low energy threshold expected. The complete simulation for the detector response including the expected spectrum of neutrons and the contribution of environmental neutrons will be presented in a future paper.

3. First results

The ORCA observatory has been successfully operating for one year except for eight days in June 2020 and five days in July 2020 when the renewable energy system at the JCI switched off due to the lack of wind and sunlight. It has produced usable data of neutron and muon count rates, incident directions on detector volume and pressure, temperature and humidity from 2020–03-01 to 2021–02-14. ORCA is currently in operation and new data are expected for the next antarctic Spanish campaign at the beginning of 2022.

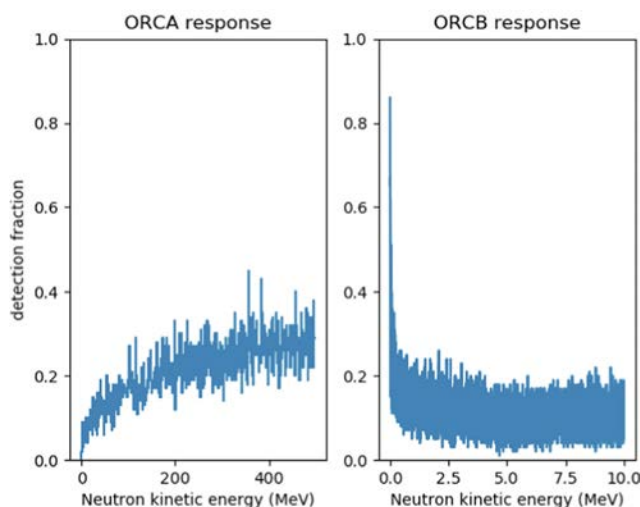


Fig. 8. Fraction of alpha particle production in the $n - {}^{10}\text{B}$ reaction inside ORCA (left) and ORCB(right).

3.1. Correlation matrix

The correlation matrix among detector measurements and environmental variables has been computed. It has been computed using hourly data and the most relevant correlations are presented in Table 2. The significance of the correlation coefficients was also estimated using the Monte Carlo approach with artificial series constructed by the phase randomization procedure (Ebisuzaki, 1997). The obtained statistical significance (p-value) considers the probability of a random series to have the same or higher absolute value of r as in the case of a tested pair of the original series. The p-values are in the third column of Table 2.

3.2. Correlation among detectors

Our preliminary simulations for the complete observatory, tell us that each detector is more sensitive to different particle populations, ORCA to neutrons above 100 MeV, ORCB to neutrons below 50 eV and ORCM to charged particles, and depending to the used coincidence channel, to different energy thresholds. For instance, Coin8 gathers muons above 200 MeV, protons above 160 MeV and electrons above 5 GeV which means that the main population of particles in Coin8 are secondary muons if the usual cosmic ray spectrum is assumed. Strong correlations among the different count rates could support a common origin of the detected particles, i.e. the primary cosmic ray interaction with atmosphere.

Analysing correlations in Table 2, the high correlation between ORCA and ORCB ($r = 0.87$) is clear and expected. Top, Bottom and Coin8 have a mean count rate of 11479 min^{-1} , 7774 min^{-1} and 1729 min^{-1} respectively. Coin8 and Bottom show an almost perfect correlation ($r = 0.98$). This good correlation could be explained if both channels are observing the same population. The difference between count rates, 7774 min^{-1} and 1729 min^{-1} , could reflect the different fields of view of Bottom and Coin8. Additionally, the good correlation could drive to the conclusion that the contribution of albedo particles on Bottom

Table 2

Correlations among measurements. r and p are the correlation factor and the p-value respectively. ORCA and ORCB are the neutron monitors count rates, Coin8 count rate as representative of ORCM, P pressure and T temperature.

Pairs	r	p
ORCA vs ORCB	0.87	< 0.001
ORCA vs Coin8	0.61	< 0.001
ORCA vs P	-0.96	< 0.001
ORCA vs T	0.36	0.008
ORCB vs Coin8	0.43	< 0.001
ORCB vs P	-0.75	< 0.001
ORCB vs T	0.41	0.19
Coin8 vs P	-0.68	< 0.001
Coin8 vs T	-0.21	0.436

measurements are negligible. The bottom scintillator lays on the floor and bellow the lead of ORCA. On the other hand, the correlation between Top and Bottom is very low ($r = 0.26$), and therefore, so is the correlation between Top and Coin8 ($r = 0.20$). This correlation and the differences among count rates could be explained because the lower energy threshold in Top and, maybe, an additional non-cosmic contribution. Finally, the correlation between ORCA and Coin8 is moderately high which could indicate that muons and neutrons are produced by the same primary cosmic ray in a large percentage. This leads to the conclusion that the estimation of arrival direction of particles crossing the whole detector could be a reasonable indicator for the primary cosmic ray arrival directions.

3.3. Environmental corrections

Data from neutron monitors and muon telescopes must be corrected according to environmental parameters. Nevertheless, while neutron monitors and muon telescopes are both affected by pressure at the observation site, muon telescopes are also affected by temperature at production height, i. e. the height at which secondary cosmic rays are produced (Lockwood and Calawa, 1957; Mendonça et al., 2013). The dependence between count rates and environmental parameters can be analyzed computing the correlation matrix (Table 2). Although the linear dependence between the logarithm of count rates with respect pressure is known, we prefer to make the comparison among magnitudes to avoid assuming any sort of relationship.

According to Table 2, a high inverse correlation between neutron monitor count rates (ORCA and ORCB) and pressure and a moderate inverse correlation between two ORCM coincidence channels (Bottom and Coin8) and pressure are obtained. The statistically significant in all four cases was higher than 99% ($p < 0.001$). This relationship is well known and is explained by the thickness of the atmosphere through which the secondary cosmic rays pass before arriving at the detector (Lockwood and Calawa, 1957). Most of the correlation coefficients are statistically significant up to at least 99% level, even the small ones $|r| \approx 0.2$. Nevertheless, those related to temperature or relative humidity are either statistically insignificant (although they are low, anyway) or marginally significant, except for ‘ORCA vs Temperature’ (significant at 99.2% level). It is known that temperature plays a central role at the secondary production height (above 10 km) where it affects the muon production through pion decay. Nevertheless, a direct relation between atmosphere temperature at production height and at sea level is not clear because of the processes responsible of heat exchange between different atmospheric layers (Morozova et al., 2017). This could explain the low correlations and the statistical significance found. We must point out that previous works remark the need of temperature corrections for muon telescopes, therefore, a correlation between temperature and muon count rate must exist (see for instance Mendonça et al. (2013)).

This is not clear for ORCM (Table 2). Several reasons can explain the behavior of ORCM. The lack of a link between temperature at secondaries production height and ground level temperature as we have already pointed out above. The even weaker connection between the temperature at production height and the MazORCA indoor temperature which is used in this work or the low variation of temperature into MazORCA along the year, about 10 Celsius degrees in winter, and less in summer when the room temperature control is working. This is an open issue that we must tackle in the near future.

From Table 2 it is inferred that pressure correction is required to remove the effect of the amount of air mass on detector position. This correction eliminates atmospheric effects preserving a count rate that depends only on primary cosmic ray flux at the top of the atmosphere. This correction can be carried out by introducing the β_P factor, which is obtained by fitting the natural logarithm of the count rate with respect to pressure (Lockwood and Calawa, 1957). On the other hand, the low correlation with room temperature suggests that additional temperature corrections are not necessary. This is clear for neutrons. The fit shown in Fig. 10 and the obtained extremely low correlation confirm this.

Finally, it must be pointed out that ORCM count rate could need a temperature at production height correction to remove completely atmospheric effects from muon count rate. These data are not available at this moment so this matter should be addressed in a near future.

The response of the detectors in ORCA with respect to the energy and type of incident particles can result in a change in the ratios between the count rates of the different instruments. These variations can be a consequence of both changes in observing conditions, e.g. snow accumulation, and the effect of solar activity. The ratio between ORCB and ORCA is especially sensitive to these circumstances. It is possible to select periods for which the ratio remains roughly constant. This ensures the elimination of periods affected by environmental conditions or solar activity. This is necessary, in order to determine a correct correction of the measurements as a consequence of the above mentioned pressure effect. Accordingly, a filter based on the ratio between ORCB and ORCA has been applied to select the hours without solar activity or snow presence. This selected period has been used to determine the beta factors, i. e. β_P and β_T . The selection criterion is chosen as $0.125 < ORCB/ORCA \leq 0.135$.

The computed β_P and β_T factors for ORCA, ORCB, Top, Bottom and Coin8 are shown in Table 3. Both linear correlation values and fit of $\log(N/N_0)$ vs $P - P_0$ and $\log(N_{Pcorrected}/N_0)$ vs $T - T_0$, Tables 2 and 3 respectively, suggest that additional room temperature correction is not needed for any of the detectors integrated in ORCA. The very low correlations and the χ^2/dof confirm that ORCM count rates and room temperature are not related by an exponential law.

Table 3

Pressure and temperatures correction factors. β_p and β_T are the correction factors for pressure and temperature respectively. $R^2 = r^2$ is the determination coefficient being r the correlation factor. χ^2/doF is the chi-squared number for the fits.

Sensor	$\beta_p(hPa^{-1})$	β_p error	R^2	χ^2/doF	$\beta_T(K^{-1})$	β_T error	R^2	χ^2/doF
ORCA	0.00753	± 0.00004	0.991	0.00006	-0.000244	± 0.00012	0.0098	0.00006
ORCB	0.00720	± 0.00006	0.972	0.00016	0.00009	± 0.0002	0.0005	0.00016
Top	0.00236	± 0.00005	0.849	0.00011	0.0019	± 0.00013	0.33	0.00007
Bottom	0.00176	± 0.00004	0.796	0.00008	0.0015	± 0.00014	0.275	0.00006
Coin8	0.00153	± 0.00006	0.611	0.00016	0.0011	± 0.00019	0.067	0.00015

As an example, the estimation of the β_p and β_T parameters for the ORCA unit is shown in Fig. 9 and 10. Once the factor β_p is computed the count rate can be corrected using the formula:

$$N_{ic} = N_i \exp(-\beta_P(P - P_0)) \tag{5}$$

where N_{ic} is the corrected count rate for the observation i , N_i is the uncorrected count rate, P is the pressure and P_0 is the reference pressure. In this work, the reference pressure is the averaged pressure at the detector site along the period of observation. The pressure corrected count rate according Eq. 5 is used to compute β_T in Fig. 10.

3.4. Snow effect

The snow regime precipitation at South Shetland Archipelago is characterized by a smooth increase from the minimum in February to August-September, when the maximum is reached, following a steep decrease to the February minimum. This behavior was reported by de Pablo et al. (2016) on two different observation sites in Livingston and Deception islands. A similar behavior has been confirmed by de Pablo et al. (2020) in a permafrost monitoring site at Deception Island in South Shetland Archipelago for the year 2015. Additionally, the same can be concluded from the Meteoblue simulated climate diagrams based on 30 years of hourly weather model simulations. The diagrams for South Shetland Islands are available at <https://www.meteoblue.com/en/weather/historycli->

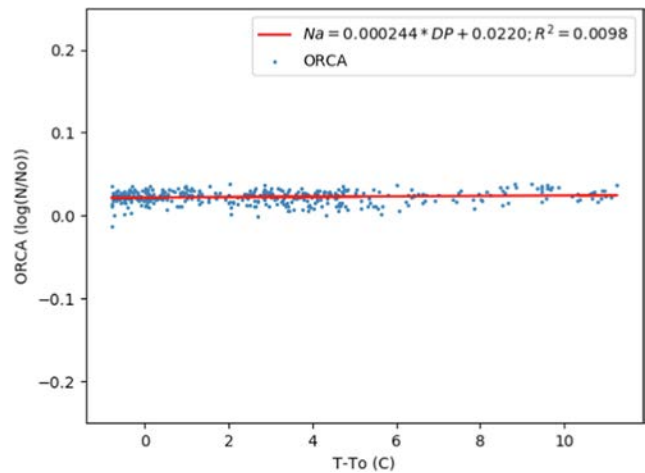


Fig. 10. ORCA count rate-Temperature correction.

[mate/climatemodelled/south-shetland-islands_antarctica_6625769](https://www.meteoblue.com/en/weather/historycli-mate/climatemodelled/south-shetland-islands_antarctica_6625769). Regarding the snow coverage at BAE-JCI, only from January to March the ground is usually free of snow.

The amount of snow over and surrounding ORCA can affect the count rate observed by ORCA, ORCB and the coincidence channels of ORCM Top, Bottom, and Coin8, in different ways. This is clear for neutrons because water interacts effectively with neutrons through the n-p scattering process. Although the interaction with hydrogen in water molecules can result either in an enhancement due to the scatter of incident neutrons toward the detector, or in a decrease caused by absorption, water preferentially attenuates the neutrons (Korotkov et al., 2013). The effect is so important that the presence of snow could nullify comparability over multiyear time series (Usoskin et al., 2017). On the other hand, muons are expected to be less affected or even unaffected by snow covering ORCA because they are more penetrating than neutrons or other secondary cosmic rays.

The first year of daily averaged pressure corrected data from ORCA is presented in Fig. 11. The count rates have been normalized by their own average along the year. ORCA and ORCB (green and red dots respectively) show their higher values on March 2020 and January 2021, in coincidence with periods without snow or with periods with snow precipitation and rapid merging of snow and snowmelt. ORCB is strongly affected by snow coverage showing a continuous decrease from May to November when a minimum is reached. Conversely, the count rate

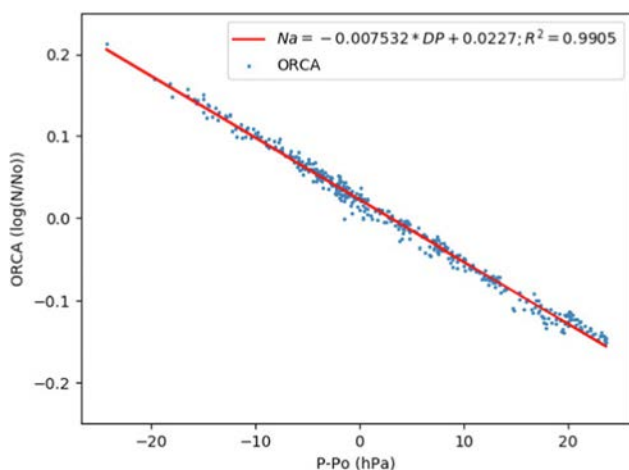


Fig. 9. ORCA count rate-Pressure correction.

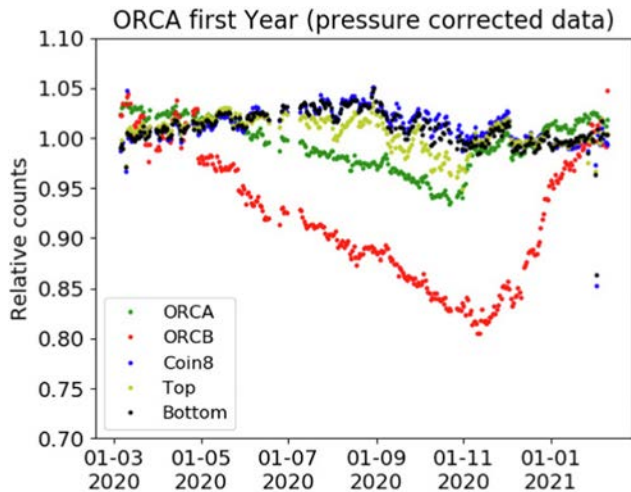


Fig. 11. Pressure corrected normalized count rates of ORCA’s instruments.

shows a steeper enhancement from November to March. The effect of snow can be corroborated by comparing the count rates with the snow days curve in [de Pablo et al. \(2016\)](#) where a clear anti-correlation between count rate and snow days is observed. ORCA also shows the snow effect, although more weakly than ORCB. This can be explained by the different energy threshold of neutrons detected in 3NMB and ORCA. The minimum in ORCA is reached early in the year but the global behavior is similar to ORCB. A progressive decrease with a shorter and steeper increase in the count rate afterwards. Regarding ORCM, the snow effect is still observable in Top and almost negligible in Bottom and Coin8. The difference among Top, Bottom and Coin8 could be explained considering the population of the secondary cosmic rays arriving to ORCA. Top detects particles that cannot be observed by bottom because of the huge different energy threshold. Additionally to the snow effect, ORCM coincidence channels show a roughly sinusoidal annual modulation with a maximum around September 2020 and the minimum around January 2021. This observation has to be confirmed when more data will be available.

The different effect of snow on neutron monitors (ORCA and ORCB) and ORCM channels (Top, Bottom and Coin8) count rates could be a way to estimate some properties of snow at the observation site although this is out of the scope of the presented work. Nevertheless, corrections on data, especially for ORCB and ORCA, must be performed to make data comparable in the long term.

3.5. ORCA as cosmic ray observatory

ORCA is a multi-detector instrument designed to measure some of the secondary particles generated during the interaction of cosmic rays with atmospheric atoms. It is clear that atmospheric and snow coverage effects must be removed from the count rates to allow a proper study of

the evolution of cosmic rays arriving Earth. The South Pole neutron monitor has two neutron monitors; one of them consists of three ^3He counters and follows the NM64 standard (SOPO), the second one, consisting of 12 ^3He bare detectors (SOPB). The South Pole station is at a cutoff rigidity of 0.1 GV and at a height of 2820 m a.s.l. Although the detectors may not be directly comparable to ORCA’s neutron monitors because of their different rigidity and altitude, the opportunity to compare similar detectors makes the attempt worthwhile. SOPO is also interesting for comparison with ORCA because of the small effect that snow has on its measurements. Snow precipitation is very low and the major snow accumulation is due to wind drift from other regions of Antarctica. Because of this, although snow accumulation on the sides of building structures may be greater, snow accumulation on the roof of structures is small or negligible. A discussion of the effect of snow on SOPO measurements can be found at [Bieber et al. \(2013\)](#). Daily averaged data of ORCA and SOPO (bottom panel) and ORCB and SOPB (top panel) are presented in [Fig. 12](#). The effect of snow is clear when comparing ORCB and SOPB as ORCB shows a decrease of about 20%. The same is observed in ORCA vs SOPO but in this case the decrease is about 5%. It has been reported by [Korotkov et al. \(2013\)](#) that short term temporal variations are not affected by the snow layer on neutron monitors. The snow layer results in a general decreased in count rate but relative temporal variations are still preserved. This can be also observed in [Fig. 12](#).

Solar activity along the first year of observations by ORCA has been characterized by being very low. No major solar events happened and, in consequence, neither Forbush decreases, nor ground level enhancements could be observed. This makes it difficult to say that ORCA can observe solar events but the similar behaviour of ORCA when comparing short term variations with SOPO suggest that ORCA will be able to. Recently, a Ground Level

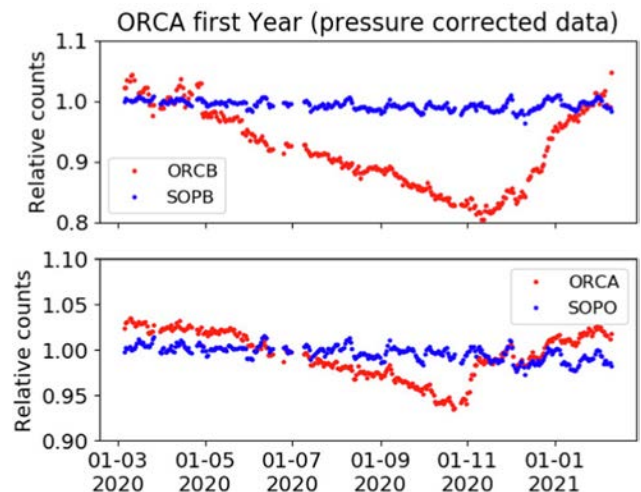


Fig. 12. Pressure corrected normalized count rates of ORCA and SOPO (bottom panel) and ORCB and SOPB top panel.

Enhancement (GLE73) has been observed by low rigidity neutron monitors on 2021/10/28. This GLE73 was followed by a deep Forbush decrease initiated on 2021/11/04. Unfortunately, data from ORCA are not available at the moment of writing this work.

4. Conclusions

ORCA is new detector designed to monitor secondary cosmic rays. It was successfully installed in Juan Carlos I Antarctic Station on January 2019, and since January 2020 it is providing its observations continuously.

ORCA is a combination of neutron monitors and a muon telescope sharing a common housing. This makes it the most complete instrument devoted to the observation of cosmic rays in the range between some GeVs and a few hundreds of GeV.

ORCA provides neutron count rates at two different thresholds, high energy muon count rate, low energy muons, charged particles (electrons mostly), count rates and arrival directions for particles passing through the entire detector.

Snow corrections must be performed to make data comparable with other neutron monitors. This will be performed upon in the near future.

Declaration of Competing Interest

The authors declare that they have no known competing financial interests or personal relationships that could have appeared to influence the work reported in this paper.

Acknowledgments

Thanks to the project PID2019-107806 GB-I00, funded by Ministerio de Ciencia e Innovación. The neutron monitor data from South Pole are provided by the University of Wisconsin, River Falls. Juan José Blanco would like to give special thanks to Dr. Christian T. Steigies for his continued support of our research and his participation in the ORCA installation during the 2018–19 Spanish Antarctic campaign. Finally, the ORCA team wants to thank the BAE Juan Carlos I staff; without their support, the installation and operation of ORCA in Antarctica would have never been possible.

References

- Ayuso, S., Blanco, J.J., García-Tejedor, J.I., Gómez-Herrero, R., Vrublevskyy, I., García-Población, O., Medina, J., 2021. Mito: a new directional muon telescope. *J. Space Weather Space Clim.* 11, 13. <https://doi.org/10.1051/swsc/2020079>.
- Belov, S.M., Zobnin, E., Yanke, V.G., 2021. Cutoff rigidity and particle trajectories online calculator. NMDB@Home 2020: Proceedings of the 1st Virtual Symposium on Cosmic Ray Studies with Neutron Detectors, vol. 1, pp. 197–203. <https://doi.org/10.38072/2748-3150/p24>. URL: https://macau.uni-kiel.de/receive/macau_mods_00001322.
- Bieber, J., Clem, J., Evenson, P., Oh, S., Pyle, R., 2013. Continued decline of South Pole neutron monitor counting rate. *J. Geophys. Res.: Space Phys.* 118, 6847–6851. <https://doi.org/10.1002/2013JA018915>.

- Blanco, J., García Población, O., García Tejedor, J., Medina, J., Prieto, M., López-Comazzi, A., Ayuso, S., Gómez-Herrero, R., 2019a. A new neutron monitor at the Juan Carlos I Spanish Antarctic Station. In P. Desiati, T. Gaisser, & A. Karle (Eds.), 36th International Cosmic Ray Conference (ICRC2019), volume 1 of Proceedings of Science, pp. 1060.
- Blanco, J., García Población, O., García Tejedor, J.I., Steigies, C.T., Medina, J., Prieto, M., López-Comazzi, A., Ayuso, S., Gómez-Herrero, R., Garzón, J.A., García-Castro, D., Cabanelas, P., Gomis-Moreno, A., Villasante-Marcos, V., Heber, B., Morozova, A., Kornakov, G., Kurtukian, T., Blanco, A., Lopes, L., Saravia, J., Kruger, H., Strauss, D.T., Yanke, V.G., 2019b. ORCA (Antarctic Cosmic Ray Observatory): 2018 latitudinal survey. In: Desiati, P., Gaisser, T., Karle, A. (Eds.), 36th International Cosmic Ray Conference (ICRC2019), volume 1 of Proceedings of Science, pp. 1059.
- Cordaro, E., Olivares, E., Galvez, D., Salazar-Aravena, D., Laroze, D., 2012. New ^3He neutron monitor for Chilean cosmic-ray observatories from the altiplanic zone to the antarctic zone. *Adv. Space Res.* 49, 1670–1683. <https://doi.org/10.1016/j.asr.2012.03.015>.
- De Mendonça, R.R.S., Raulin, J.P., Echer, E., Makhmutov, V.S., Fernandez, G., 2013. Analysis of atmospheric pressure and temperature effects on cosmic ray measurements. *J. Geophys. Res.: Space Phys.* 118, 1403–1409. <https://doi.org/10.1029/2012JA018026>, URL: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1029/2012JA018026>. arXiv:<https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1029/2012JA018026>.
- Ebisuzaki, W., 1997. A method to estimate the statistical significance of a correlation when the data are serially correlated. *J. Clim.* 10, 2147–2153.
- Garzón, J.A., 2020. Trasgos: Towards a new standard for the regular measurement of cosmic. *Phys. Atom. Nuclei* 83. <https://doi.org/10.1134/S1063778820030084>, 453–462–174.
- Gerontidou, M., Katzourakis, N., Mavromichalaki, H., Yanke, V., Eroshenko, E., 2021. World grid of cosmic ray vertical cut-off rigidity for the last decade. *Adv. Space Res.* 67, 2231–2240. <https://doi.org/10.1016/j.asr.2021.01.011>.
- Hatton, C.J., Carmichael, H., 1964. Experimental Investigation of the NM-64 Neutron Monitor. *Can. J. Phys.* 42, 2443–2472. <https://doi.org/10.1139/p64-222>.
- Korotkov, V., Berkova, M., Belov, A., Eroshenko, E., Yanke, V., Pyle, R., 2013. Procedure to emend neutron monitor data that are affected by snow accumulations on and around the detector housing. *J. Geophys. Res. Space Phys.* 118, 6852–6857. <https://doi.org/10.1002/2013JA018647>.
- Lockwood, J., Calawa, A., 1957. On the barometric pressure coefficient for cosmic-ray neutrons. *J. Atmos. Terr. Phys.* 11, 23–30. [https://doi.org/10.1016/0021-9169\(57\)90034-X](https://doi.org/10.1016/0021-9169(57)90034-X), URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/002191695790034X>.
- Medina, J., Blanco, J.J., García, O., Gómez-Herrero, R., Catalán, E.J., García, I., Hidalgo, M.A., Meziat, D., Prieto, M., Rodríguez-Pacheco, J., Sánchez, S., 2013. Castilla-la mancha neutron monitor. *Nucl. Instrum. Methods Phys. Res. A* 727, 97–103. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2013.06.028>.
- Morozova, A.L., Blanco, J.J., Ribeiro, P., 2017. Modes of temperature and pressure variability in midlatitude troposphere and lower stratosphere in relation to cosmic ray variations. *Space Weather* 15, 673–690. <https://doi.org/10.1002/2016SW001582>.
- de Pablo, M., Jiménez, J., Ramos, M., Prieto, M., Molina, A., Vieira, G., Hidalgo, M., Fernández, S., Recondo, C., Calleja, J., Peón, J., Corbea-Pérez, A., Maior, C., Morales, M., Mora, C., 2020. Frozen ground and snow cover monitoring in livingston and deception islands, antarctica: preliminary results of the 2015–2019 permasnow project. *Geophys. Res. Lett.* 46, 187–222. <https://doi.org/10.18172/cig.4381>.
- de Pablo, M.A., Ramos, M., Molina, A., Vieira, G., Hidalgo, M.A., Prieto, M., Jiménez, J.J., Fernández, S., Recondo, C., Calleja, J.F., Peón, J.J., Mora, C., 2016. Frozen ground and snow cover monitoring in the south shetland islands, antarctica: Instrumentation, effects on ground thermal behaviour and future research. *Cuadernos de Investigación Geográfica* 42, 475–495. <https://doi.org/10.18172/cig.2917>.

- URL: <https://publicaciones.unirioja.es/ojs/index.php/cig/article/view/2917>.
- Población, Ó.G., Blanco, J.J., Gómez-Herrero, R., Steigies, C.T., Medina, J., Tejedor, I.G., Sánchez, S., 2014. Embedded data acquisition system for neutron monitors. *J. Instrum.* 9. <https://doi.org/10.1088/1748-0221/9/08/t08002>, T08002–T08002.
- Regadío, A., Tejedor, J.I.G., Ayuso, S., Óscar [García Población], Blanco, J.J., Sánchez-Prieto, S., Óscar [Rodríguez Polo], 2020. Trajectory determination of muons using scintillators and a novel self-organizative map. *Nucl. Instrum. Methods Phys. Res. A*, 973, 164166. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2020.164166>.
- Shea, M., Smart, D., 2000. Fifty years of cosmic radiation data. *Space Sci. Rev.* 93, 229–262. <https://doi.org/10.1023/A:1026500713452>.
- Smart, D.F., Shea, M.A., 1988. *Galactic Cosmic Radiation and Solar Energetic Particles*. In: Jursa, Adolph S. (Ed.), *Handbook of Geophysics and the Space Environment* chapter 6, vol. 2. IR Force Geophysics Laboratory, pp. 6.1–6.29.
- Thébault, E., Finlay, C.C., Beggan, C.D., Alken, P., Aubert, J., Barrois, O., Bertrand, F., Bondar, T., Boness, A., Brocco, L., Canet, E., Chambodut, A., Chulliat, A., Coisson, P., Civet, F., Du, A., Fournier, A., Fratter, I., Gillet, N., Hamilton, B., Hamoudi, M., Hulot, G., Jager, T., Korte, M., Kuang, W., Lalanne, X., Langlais, B., Léger, J.-M., Lesur, V., Lowes, F.J., Macmillan, S., Mandea, M., Manoj, C., Maus, S., Olsen, N., Petrov, V., Ridley, V., Rother, M., Sabaka, T. J., Saturnino, D., Schachtschneider, R., Sirol, O., Tangborn, A., Thomson, A., Tøffner-Clausen, L., Vigneron, P., Wardinski, I., Zvereva, T., 2015. International Geomagnetic Reference Field: the 12th generation. *Earth, Planets, and Space*, 67, 79. <https://doi.org/10.1186/s40623-015-0228-9>.
- Tsyganenko, N.A., 1989. A magnetospheric magnetic field model with a warped tail current sheet. *Planet. Space Sci.* 37, 5–20. [https://doi.org/10.1016/0032-0633\(89\)90066-4](https://doi.org/10.1016/0032-0633(89)90066-4).
- Usoskin, I.G., Gil, A., Kovaltsov, G.A., Mishev, A.L., Mikhailov, V.V., 2017. Heliospheric modulation of cosmic rays during the neutron monitor era: Calibration using pameLA data for 2006–2010. *J. Geophys. Res.: Space Phys.* 122, 3875–3887. <https://doi.org/10.1002/2016JA023819>, URL: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/2016JA023819>. arXiv:<https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/2016JA023819>.

Capítulo 8

Conclusiones y líneas de investigación futuras

8.1 Conclusiones

- Se ha diseñado, construido, instalado y probado un nuevo tipo de detector: MITO (Muon Impact Tracer and Observer), capaz de medir flujo de partículas cargadas y sus direcciones de incidencia, principalmente dirigido al estudio de flujo y anisotropías de muones de origen cósmico a nivel del suelo.
- Con las simulaciones llevadas a cabo previamente, se ha obtenido el algoritmo de cálculo de las direcciones de las trayectorias de los muones, así como estimaciones de la energía perdida por muones, protones y electrones a su paso por todo el conjunto instrumental, confirmando con ello y de forma teórica, la validez de la hipótesis de partida.
- Tras la fase de diseño e implementación técnica, se han ideado y aplicado de forma exitosa varios métodos de calibración y ajuste: el ajuste de ganancias mediante histogramas y el innovador método de calibración mediante aprendizaje de redes neuronales.
- MITO ha sido utilizado para la detección de rayos cósmicos secundarios mostrando una fuerte resiliencia, necesaria para trabajar de forma remota y sin asistencia humana durante largos periodos de tiempo, lo que le convierte en un instrumento susceptible de realizar estudios sobre la evolución temporal del flujo de rayos cósmicos secundarios.
- Los datos aportados por MITO permiten realizar análisis sobre actividad solar y *Space Weather*.

8.2 Líneas de investigación futuras

Como continuación de este trabajo de tesis y como en cualquier otro proyecto de investigación, existen diversas líneas de investigación que quedan abiertas y en las que es posible continuar avanzando, bien con nuevas ideas que emanan de las aquí expuestas en el campo de la detección de partículas o bien en la mejora de las soluciones técnicas aportadas.

A continuación se presentan algunos trabajos futuros que pueden desarrollarse como resultado de esta investigación o que, por exceder el alcance de esta tesis, no han podido ser tratados con la suficiente profundidad.

8.2.1 Guías de luz

La solución adoptada en el primer prototipo para recoger la luz que llega a los PMTs de cada cara (apartado 2 del artículo 2, incluido en la sección 4.1), ha sido el uso de campanas pintadas interiormente en blanco mate con el fin de asegurar reflexión difusa lambertiana, en similitud a las utilizadas en otros telescopios de muones, como se vio en la sección 1.6.3.

El método propuesto por el autor, aún sin simular, pero que también debería asegurar proporcionalidad entre el número de fotones que llega al PMT y los que salen del centellador por su cara correspondiente, es el que se explica a continuación.

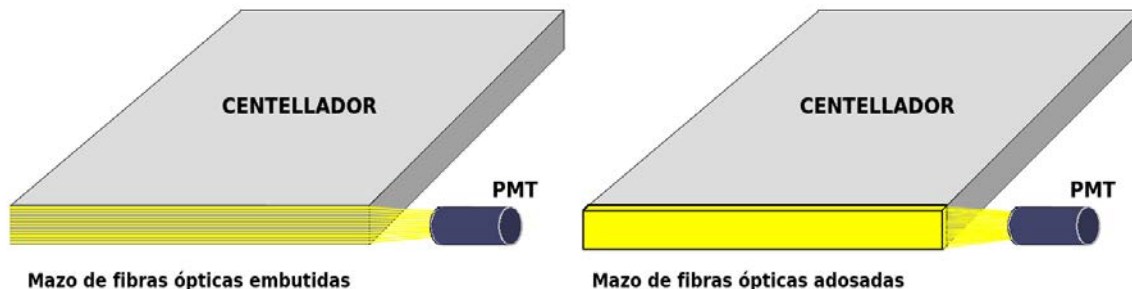


Figura 8.1: Boceto de captación de luz del centellador mediante fibras ópticas. Izquierda, embutidas superficialmente. Derecha, varias capas de fibra en cinta superpuestas y pegadas a la cara del centellador.

En la Fig. 8.1 se ilustra mediante boceto la propuesta que puede materializarse de dos formas, ambas utilizando fibras WLS (véase sección 1.6.3) que recogen los fotones a través de su cara exterior, en lugar de hacerlo de la forma habitual por su sección en un extremo, en similitud a como se hace en telescopios de muones como el de Greifswald, expuesto en la sección 1.9.3.

La primera (izquierda de la Fig. 8.1) embutiendo fibras ópticas en el propio plástico centellador mediante canaladuras (similar a la Fig. 1.16) y llevando después el conjunto de fibras agrupado y terminado en una sección circular del conjunto que se une a la cara de la ventana de entrada de luz del centellador (mediante gel de acoplamiento luminoso) para transferir los fotones. La segunda (derecha de la Fig. 8.1) colocando varias capas paralelas de fibras ópticas ocupando toda la cara lateral, formando un bloque que se adhiere a ésta mediante cemento óptico del mismo coeficiente de refracción que el centellador para que facilite la transferencia de fotones a las fibras. Cada capa de fibras puede formarse utilizando fibra óptica en cinta, la cual es suministrada por fabricantes como St. Gobain en diversos anchos y cantidades de fibras como la que se muestra en la Fig. 8.2. El adosar varias capas o cintas de fibra superpuestas es para asegurar que los fotones que no son recogidos en la primera capa, puedan ser recogidos en las capas posteriores. El número máximo de fibras vendrá dado por la superficie de la ventana del PMT, que debe ser superior al área total que forman las secciones de todas ellas agrupadas en un mazo de sección circular.

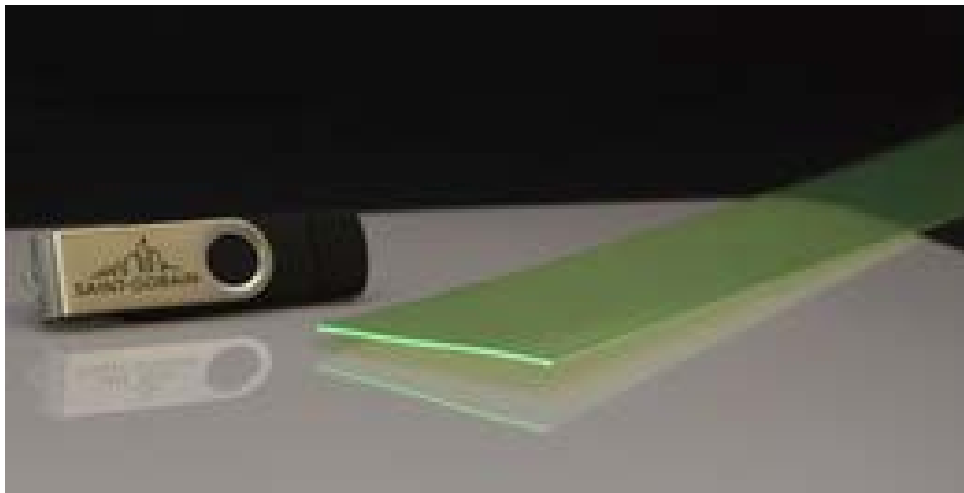


Figura 8.2: Fibras ópticas WLS suministradas en forma de cinta, ideales para adosar al lateral del centellador. Ilustración tomada de la web de St Gobain.

En ambos casos, las terminaciones de las fibras en sus dos extremos deben estar enrasadas y pulimentadas para conseguir mínima atenuación luminosa en la transición al PMT, en un lado, y en la reflexión en el opuesto. A tal fin, deben adherirse entre sí y a un casquillo que sirva de anclaje al PMT, garantizando la máxima transferencia luminosa y evitando la entrada al PMT de luz que no provenga de las fibras. En el extremo opuesto al PMT, debe aplicárseles una pintura plateada reflectante para que los fotones que lleguen a ese lado vuelvan hacia el lado del fotomultiplicador. Con ello se consigue una mayor aportación de fotones al PMT y que no se

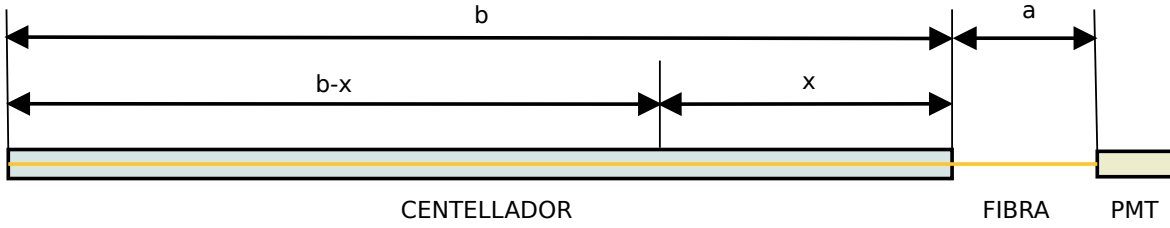


Figura 8.3: Esquema de atenuación de fotones recogidos por la fibra viajando en ambos sentidos.

pierdan los que van en dirección contraria. Esa reflexión, además, mejora la respuesta ecualizando las pérdidas de fotones por atenuación de la fibra como se demuestra a continuación.

En efecto, si sólo llegan al PMT los fotones que ingresan en la fibra en sentido PMT, los recogidos en puntos más alejados sufren una mayor atenuación que los recogidos más cerca del PMT. Con la reflexión al final se equilibran esas pérdidas. La atenuación que se produce en una fibra es proporcional a la distancia. Si N fotones inician el viaje y N_0 llegan una unidad de longitud después, podemos establecer un coeficiente β tal que $N_0 = \beta N$ que nos dé el número de fotones que quedan tras viajar una unidad de longitud de fibra. En el esquema de la Fig. 8.3, suponemos que N fotones escapan del centellador y son absorbidos por la fibra en el punto a distancia x del extremo y que se reparten por igual en ambos sentidos. En dirección PMT viajarán $N/2$ y $N/2$ en dirección opuesta. Llamando N_D a los fotones que llegan al PMT de forma directa, N_R los que llegan por reflexión al final de la fibra y N_0 a la suma de ambos que serán el total que llega al PMT tendremos que:

$$N_D = \frac{N}{2} - \frac{N}{2} \beta(a + x) = \frac{N}{2} [1 - \beta(a + x)] \quad (8.1)$$

$$N_R = \frac{N}{2} - \frac{N}{2} \beta(b - x + b + a) = \frac{N}{2} [1 - \beta(2b + a - x)] \quad (8.2)$$

$$N_0 = N_D + N_R = \frac{N}{2} [2 - \beta(a + x + 2b + a - x)] = \frac{N}{2} [2 - 2\beta(b + a)] \quad (8.3)$$

$$N_0 = N [1 - \beta(b + a)] \quad (8.4)$$

Tal y como se muestra en la ecuación anterior, los sumandos en x se anulan y la atenuación es siempre constante y la misma para cualquier punto del lateral del centellador, considerando una reflexión ideal y un reparto por igual de fotones en ambas direcciones.

Los PMTs deben estar lo más cerca posible del centellador para minimizar el valor de a ,

y las fibras no deben tener curvas para minimizar la atenuación de la luz. De ahí que se haya propuesto la disposición y ubicación del PMT que muestra la Fig. 8.1.

Aunque no se ha generado una simulación de esta configuración, parece claro que, al ser todas las fibras iguales, estar uniformemente distribuidas y pegadas a la cara del centellador ocupándola por completo, se garantiza que el número de fotones captados en su conjunto debe ser proporcional a la totalidad de los emitidos por la cara con cada destello. Al poner varias capas de fibras (en el segundo caso), se aumenta la captación del número total de fotones.

Este sistema aporta además otra ventaja y es que disminuye las dimensiones totales del conjunto, pudiendo ser alojados, el centellador y los PMTs, en una caja oscura de menor tamaño. Esta propuesta puede ser una línea de investigación que dé continuación a esta tesis como mejora en telescopios MITO venideros.

8.2.2 Ajuste y calibración

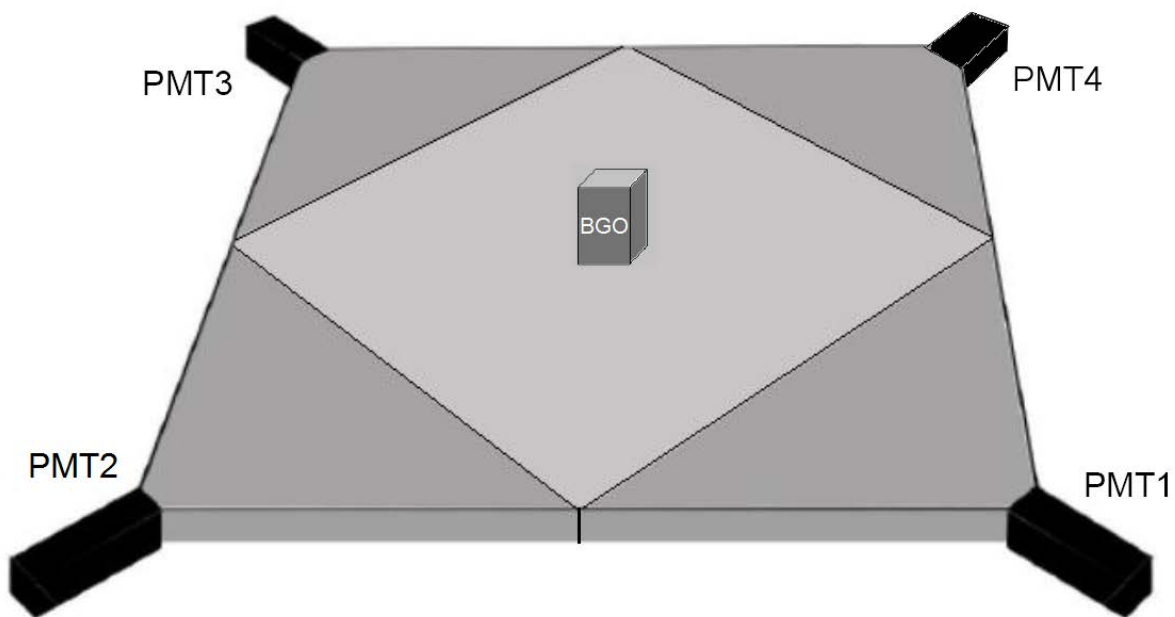


Figura 8.4: Esquema de calibración mediante pequeño centellador (BGO) en coincidencia con los cuatro PMTs.

En el artículo 2 (sección 4.1) se explican los ajustes hardware llevados a cabo en SAS para su calibración. Aquí se proponen dos métodos adicionales que servirán para calibrar el instrumento además de verificar que sus cálculos de coordenadas de paso de muones son correctos. Forman

parte de los trabajos a futuro previstos. Ambos necesitan hacer acopio de cierto material, como fotomultiplicador o fotodiodos en el primero y un láser adecuado en el segundo. Obviamente, además, hay que diseñar e implementar la electrónica necesaria, así como los aditamentos mecánicos oportunos, lo que requiere cierta financiación y tiempo de experimentación.

Calibración mediante pequeño centellador adicional

Se trata de utilizar un pequeño centellador (por ejemplo de germanato de bismuto, BGO, con su correspondiente PMT) de forma similar al sistema empleado para demostrar que en las señales de altura de pulso de los PMTs hay información del lugar de paso del muón por el centellador (véase epígrafe 6.2 del primer artículo publicado y anexo A). Situando el BGO con su PMT en una zona del centellador, como por ejemplo en el centro (Fig. 8.4), y utilizando su señal en coincidencia con la de los cuatro PMTs (puede hacerse con el propio MITO utilizando cinco entradas), se obtienen las coordenadas de los puntos mediante el algoritmo de cálculo y se comparan con las de la zona real que ocupa el BGO. Luego se ajusta la ganancia de la señal de cada PMT hasta que, en sucesivas aproximaciones, los puntos calculados coincidan con los reales. Este procedimiento no se ha experimentado aún y es una tarea prevista para llevar a cabo próximamente.

Calibración mediante diodo láser

Este procedimiento consiste en situar un emisor láser atenuado con una longitud de onda de emisión que esté dentro del ancho de banda de detección del fotomultiplicador. El emisor láser se sitúa encima de la cara superior más ancha del centellador, pegado a su superficie, emitiendo un haz de luz que lo atravesará (Fig. 8.5), simulando la trayectoria del muon a través del centellador y, por tanto, generando fotones a su paso que por dispersión en el medio acaban llegando a los fotomultiplicadores en cantidades que guardarán relación con la posición conocida de entrada del haz, pues son generados en trayectoria similar a la que seguiría el muon atravesando el centellador.

Debido a la altísima sensibilidad de los PMTs, el haz de luz debe ser atenuado. Este aspecto facilita el que, aun siendo un porcentaje pequeño de fotones los que, por dispersión, lleguen a los PMTs, se pueda jugar con la atenuación de la luz para conseguir el nivel adecuado y similar al que produce un muon.

La emisión láser debe sincronizarse con los pulsos recibidos por los PMTs, ya que los muones siguen pasando por el centellador, generando destellos y, en consecuencia, pulsos que podrían llevar a desvirtuar las medidas al confundirlos con los generados por la luz láser. El sincro-

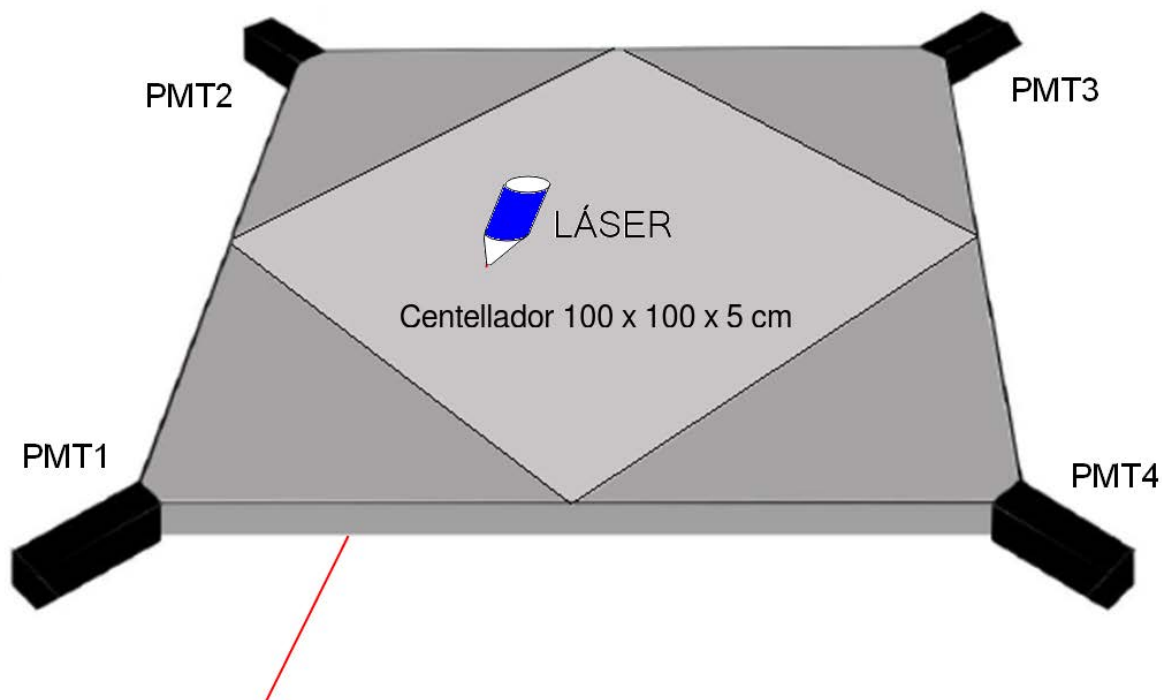


Figura 8.5: Boceto de sistema de calibración mediante emisión de un haz láser atenuado, sustituyendo la luz emitida por el centellador al paso de un muon

nismo puede llevarse a cabo introduciendo el pulso de activación láser a una entrada de MITO y tratándolo como una señal en coincidencia con la de los cuatro PMTs. Se sitúa el emisor láser en un punto del centellador y se coteja su situación real con la calculada mediante algoritmo. Se prosigue ajustando ganancias y repitiendo el procedimiento hasta conseguir el valor correcto. Todo esto debe hacerse en laboratorio y dentro de una caja oscura, con el panel del centellador de MITO abierto para situar el láser encima del centellador.

En la fase de experimentación se puede probar sustituyendo el diodo láser por un diodo LED situándolo pegado al centellador. La ventaja del láser frente al diodo LED reside en que la luz se mantiene concentrada en un haz rectilíneo, siendo más fiel a la generación de luz del muon, lo que permite también experimentar con distintas direcciones del haz láser, pudiendo generar tablas de corrección en función del ángulo de incidencia.

8.2.3 Software de preanálisis de datos

Gracias al proceso en tiempo real que realizan las PRUs, las cuales están dedicadas de forma independiente y exclusiva, una, a contar los pulsos de los cuatro canales de coincidencia y, otra, a la lectura de los niveles de alto de pulso cuando hay coincidencia a ocho; el procesador principal (MP) queda muy descargado de las tareas del software de SAS, dedicándose a ellas y atendiendo las rutinas propias del sistema operativo sin representarle una gran carga de proceso.

Los dos *buffers* de memoria donde las PRU almacenan los datos que van procesando (conteo de impulsos de los canales de coincidencia por parte de PRU0 y alturas de pulso por parte de PRU1) están dimensionados de forma que haya que vaciarlos (tarea del MP) una vez por minuto. Las otras tareas que realiza el MP son el envío de tramas UDP, también cada minuto, y el cierre y apertura de archivos y su grabación en el NAS y microSD una vez al final del día. Todo ello le ocupa al MP un total de 1 minuto y 45 segundos de proceso a lo largo de un día completo. El resto del tiempo está “ocioso”.

Por otro lado, los datos de altura de pulsos generan archivos voluminosos que requieren un tratamiento previo y laborioso para su interpretación y análisis. Mediante cálculo, deben obtenerse las coordenadas de zonas de impacto y, a partir de ellas, los ángulos de las trayectorias de los muones. Teniendo los datos angulares, podrían generarse estadísticas de flujos en sectores angulares espaciales establecidos en intervalos temporales definidos.

Téngase en cuenta que en ORCA se está recibiendo una media de 1800 cuentas min^{-1} en coincidencia a 8. Sólo esto, ya supone un archivo de 165 MB cada día con los datos de alturas de pulso de 2,6 millones de trayectorias diarias. Debido a ello, estos datos no pueden descargarse en remoto por la limitación de ancho de banda de la conexión con la Base durante su periodo de cierre. En definitiva, puede ser muy útil realizar cálculos in situ a partir de los archivos grabados en disco con los valores de alturas de pulso, generando otros archivos con los resultados de los cálculos. Las ventajas serían las siguientes:

- Obtención de archivos de menor tamaño con datos preprocesados o finales que sean más manejables para su descarga, ya sea en remoto o sobre soporte transportable in situ.
- Posibilidad de envío diario de un pequeño volumen de datos elaborados, lo cual es ahora inviable por el enlace de escaso ancho de banda que mantiene la Base Antártica durante el invierno austral.
- Como consecuencia de lo anterior, disponibilidad diaria de datos con información de la evolución de anisotropías de muones para su aprovechamiento científico inmediato. Actualmente se recogen con descarga en disco en la Base Antártica una vez al año.

- Simplificación del proceso de cálculo y análisis a partir de ellos.
- Los datos brutos seguirían almacenados invariables en el NAS de ORCA para su descarga en soporte de almacenamiento en cada campaña antártica anual.

Actualmente, los datos se graban en archivos de texto plano ASCII. Además de hacer un preprocesado de datos, otra posibilidad es aplicar una codificación y/o compresión para su envío con el fin de ocupar menor ancho de banda, o lo que es lo mismo, con el mismo ancho de banda disponible en el enlace de comunicación, obtener mayor volumen de información en remoto de forma casi instantánea a diario. Esto permitiría análisis de datos para aplicaciones inmediatas en tiempo real como predicción en *space weather*.

La ventaja de utilizar un sistema empujado que arranca con un sistema operativo muy utilizado y extendido, como lo es linux, permite una gran flexibilidad para esta línea de investigación. Desde la generación de utilidades propias de preprocesado en cualquier lenguaje de programación, hasta el aprovechamiento de una gran variedad de aplicaciones ya desarrolladas, ya sean de código abierto y libre disposición o comerciales.

Por todo ello, se propone otra la línea de investigación y desarrollo futuro consistente en desarrollar utilidades software que realicen los primeros cálculos con los datos registrados para generar otros datos ya preprocesados, menos voluminosos y de disposición inmediata, aprovechando los tiempos de desocupación del procesador principal de la BBB.

Bibliografía

- Agostinelli, S. et al. (2003). “Geant4—a simulation toolkit”. En: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 506.3, pp. 250-303. ISSN: 0168-9002. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0168-9002\(03\)01368-8](https://doi.org/10.1016/S0168-9002(03)01368-8). URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0168900203013688> (citado en página 70).
- Ayuso, S., J. J. Blanco, J. Medina, R. Gómez-Herrero, O. Garcíea-Población y I. Garcíea Tejedor (2016). “A coincidence detection system based on real-time software”. En: *Geoscientific Instrumentation, Methods and Data Systems* 5.2, pp. 437-449. DOI: [10.5194/gi-5-437-2016](https://doi.org/10.5194/gi-5-437-2016). URL: <https://gi.copernicus.org/articles/5/437/2016/> (citado en página 74).
- Ayuso, S. (2014). “Tarjeta de adquisición de datos para cadenas de instrumentación nuclear”. Trabajo Fin de Máster (TFM). Universidad de Alcalá (UAH) (citado en páginas 55, 74).
- Ayuso, S., J. I. García Tejedor, J. J. Blanco, R. Gómez Herrero, O. García Población, J. Medina, M. Prieto y A. López Comazzi (2019). “MITO, a new directional muon telescope design. First observations”. En: *PoS ICRC2019*, p. 180. DOI: [10.22323/1.358.0180](https://doi.org/10.22323/1.358.0180). URL: <https://pos.sissa.it/358/180/> (citado en página 169).
- Belov, A., E. Eroshenko, P. Evensong, R. Pyle y V. Yankee (2003). “Cosmic ray anisotropy before and during the passage of major solar wind disturbances”. En: *Advances in Space Research* 31, pp. 919-924. DOI: [10.1016/S0273-1177\(02\)00803-7](https://doi.org/10.1016/S0273-1177(02)00803-7). URL: https://www.researchgate.net/publication/223523959_Cosmic_ray_anisotropy_before_and_during_the_passage_of_major_solar_wind_disturbances (citado en página 58).
- Berkova, M., A. Belov, E. Eroshenko y V. Yanke (2012). “Temperature effect of muon component and practical questions of how to take into account in real time”. En: *Astrophysics and Space Sciences Transactions* 8.1, pp. 41-44. DOI: [10.5194/astra-8-41-2012](https://doi.org/10.5194/astra-8-41-2012). URL: <http://www.astrophys-space-sci-trans.net/8/41/2012/> (citado en página 13).

- Bieber, J. W. y P. Evenson (1998). “CME geometry in relation to cosmic ray anisotropy”. En: *Geophysical Research Letters* 25.15, pp. 2955-2958. DOI: [10.1029/98GL51232](https://doi.org/10.1029/98GL51232). eprint: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1029/98GL51232>. URL: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1029/98GL51232> (citado en página 6).
- Birks, J. y R. Pringle (1972). “22.—Organic Scintillators with Improved Timing Characteristics.” En: *Proceedings of the Royal Society of Edinburgh Section A: Mathematics* 70, pp. 233-244 (citado en página 20).
- Birks, J. B. (2013). *The theory and practice of scintillation counting*. Vol. 27. International Series of Monographs in Electronics and Instrumentation. Elsevier. ISBN: 978-0-08-010472-0. DOI: <https://doi.org/10.1016/C2013-0-01791-4> (citado en páginas 18, 19).
- Blanco, J. J., E. Catalán, M. A. Hidalgo, J. Medina, O. García y J. Rodríguez-Pacheco (2013a). “Observable Effects of Interplanetary Coronal Mass Ejections on Ground Level Neutron Monitor Count Rates”. En: *SolPhys* 284.1, pp. 167-178. DOI: [10.1007/s11207-013-0256-1](https://doi.org/10.1007/s11207-013-0256-1). URL: <https://link.springer.com/article/10.1007/s11207-013-0256-1> (citado en página 6).
- Blanco, J. J., M. A. Hidalgo, R. Gómez-Herrero, J. Rodríguez-Pacheco, B. Heber, R. F. Wimmer-Schweingruber y C. Martín (2013b). “Energetic-particle-flux decreases related to magnetic cloud passages as observed by the Helios 1 and 2 spacecraft”. En: *A&A* 556, A146. DOI: [10.1051/0004-6361/201321739](https://doi.org/10.1051/0004-6361/201321739). URL: <https://doi.org/10.1051/0004-6361/201321739> (citado en página 16).
- Blanco, J. J., Ó. García Población, J. I. García Tejedor, J. Medina, M. Prieto, A. López-Comazzi, S. Ayuso, R. Gómez-Herrero y C. Steigies (2019). “A New Neutron Monitor at the Juan Carlos I Spanish Antarctic Station (Livingston Island-Antarctic Peninsula)”. En: *PoS ICRC2019*, p. 1060. DOI: [10.22323/1.358.1060](https://doi.org/10.22323/1.358.1060). URL: <https://pos.sissa.it/358/1060/> (citado en páginas 154, 169).
- Brancaccio, F., M. d. S. Dias y F. d. Toledo (2009). “Development of an analysis methodology applied to $4\pi \beta\text{-}\gamma$ software coincidence data acquisition system”. En: URL: https://inis.iaea.org/collection/NCLCollectionStore/_Public/41/076/41076045.pdf (citado en página 74).
- Burr-Brown (1998). *12-Bit High Speed Low Power Sampling ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER*. ADS7818. Burr-Brown Corporation. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads7818.pdf> (citado en páginas 137, E3, E4).

- (2001). *12-Bit, 8-Channel Sampling ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER with I2C™ Interface*. ADS7828. REVISED MARCH 2005. Burr-Brown Corporation. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads7828.pdf> (citado en página H6).
- Cane, H. V. (2000). “Coronal Mass Ejections and Forbush Decreases”. En: *Space Science Reviews* 93, pp. 55-77. DOI: [10.1023/A:1026532125747](https://doi.org/10.1023/A:1026532125747). eprint: <https://link.springer.com/content/pdf/10.1023/A:1026532125747.pdf>. URL: <https://doi.org/10.1023/A:1026532125747> (citado en página 6).
- Cane, H. V., I. G. Richardson y O. C. St. Cyr (2000). “Coronal mass ejections, interplanetary ejecta and geomagnetic storms”. En: *Geophysical Research Letters* 27.21, pp. 3591-3594. DOI: [10.1029/2000GL000111](https://doi.org/10.1029/2000GL000111). eprint: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1029/2000GL000111>. URL: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1029/2000GL000111> (citado en página 16).
- Cecchini, S. y M. Spurio (2012). “Atmospheric muons: experimental aspects”. En: *Geoscientific Instrumentation, Methods and Data Systems* 1.2, pp. 185-196. DOI: [10.5194/gi-1-185-2012](https://doi.org/10.5194/gi-1-185-2012). URL: <https://www.geosci-instrum-method-data-syst.net/1/185/2012/> (citado en páginas 8, 10, 13, 14).
- Chilingarian, A. et al. (2005). “Correlated measurements of secondary cosmic ray fluxes by the Aragats Space-Environmental Center monitors”. En: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 543.2, pp. 483-496. ISSN: 0168-9002. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.nima.2004.12.021>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0168900205000380> (citado en páginas 63, 64).
- Coley, G. (2014). *BeagleBone Black System Reference Manual*. Ed. por J. Kridner. Revision C.1. Technical Reference Manual. URL: https://github.com/CircuitCo/BeagleBone-Black/blob/master/BBB_SRM.pdf (citado en página C11).
- De Pascale, M., A. Morselli, P. Picozza, R. Golden, C. Grimani, B. Kimbell, S. Stephens, S. Stochaj, W. Webber, G. Basini et al. (1993). “Absolute spectrum and charge ratio of cosmic ray muons in the energy region from 0.2 GeV to 100 GeV at 600 m above sea level”. En: *Journal of Geophysical Research: Space Physics* 98.A3, pp. 3501-3507 (citado en página 13).
- Dorman, L. (2004). *Cosmic Rays in the Earth's Atmosphere and Underground*. Vol. 303. DOI: [10.1007/978-1-4020-2113-8](https://doi.org/10.1007/978-1-4020-2113-8). URL: <https://link.springer.com/book/10.1007%5C%2F978-1-4020-2113-8> (citado en página 13).
- Duldig, M. (2000). “Muon Observations”. En: *Space Science Reviews* 93, pp. 207-226. DOI: [10.1023/A:1026596529381](https://doi.org/10.1023/A:1026596529381). URL: <https://link.springer.com/article/10.1023%5C%2FA%5C%3A1026596529381> (citado en página 16).

- Ferrer Soria, A. (2015). *Física nuclear y de partículas*. 3.^a ed. Vol. 1. Publicaciones de la Universidad de Valencia, p. 780. ISBN: 978-84-370-9771-8 (citado en página 27).
- Forbush, S. E. (1938). “On World-Wide Changes in Cosmic-Ray Intensity”. En: *Phys. Rev.* 54 (12), pp. 975-988. DOI: [10.1103/PhysRev.54.975](https://doi.org/10.1103/PhysRev.54.975). URL: <https://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRev.54.975> (citado en página 16).
- Fushishita, A., T. Kuwabara, C. Kato, S. Yasue, J. W. Bieber, P. Evenson, M. R. D. Silva, A. D. Lago, N. J. Schuch, M. Tokumaru, M. L. Duldig, J. E. Humble, I. Sabbah, H. K. A. Jassar, M. M. Sharma y K. Munakata (2010). “Precursors of the Forbush Decrease on 2006 december 14 observed with the Global Muon Detector Network (GMDN)”. En: *The Astrophysical Journal* 715.2, pp. 1239-1247. DOI: [10.1088/0004-637x/715/2/1239](https://doi.org/10.1088/0004-637x/715/2/1239). URL: <https://doi.org/10.1088/0004-637x/715/2/1239> (citado en página 61).
- Gaisser, T. K., R. Engel y E. Resconi (2016). *Cosmic Rays and Particle Physics*. 2.^a ed. Cambridge University Press. DOI: [10.1017/CBO9781139192194](https://doi.org/10.1017/CBO9781139192194) (citado en página 13).
- Ganeva, M., S. Peglow, R. Hippler, M. Berkova y V. Yanke (2013). “Seasonal variations of the muon flux seen by muon telescope MuSTAnG”. En: *Journal of Physics: Conference Series* 409, p. 012242. DOI: [10.1088/1742-6596/409/1/012242](https://doi.org/10.1088/1742-6596/409/1/012242) (citado en página 62).
- García Población, Ó. (2019). “The CaLMa station and a new data acquisition system for neutron monitors”. Tesis Doctoral. Universidad de Alcalá (UAH). URL: <https://www.educacion.gob.es/teseo/mostrarRef.do?ref=450612#> (citado en página 154).
- García Tejedor, I. (2021). “Reconfigurable platform for concurrent multichannel pulse analysis in particle detectors and its application to a muon telescope”. Tesis Doctoral. Universidad de Alcalá (UAH). URL: <https://www.educacion.gob.es/teseo/mostrarRef.do?ref=468714#> (citado en página 114).
- Gayo Abeleira, M. (2017). “Diseño e implementación de un analizador de altura de pulsos para sistemas de detección en coincidencia”. Trabajo Fin de Grado (TFG). Universidad de Alcalá (UAH) (citado en página 132).
- Gerontidou, M., N. Katzourakis, H. Mavromichalaki, V. Yanke y E. Eroshenko (2021). “World grid of cosmic ray vertical cut-off rigidity for the last decade”. En: *Advances in Space Research* 67.7, pp. 2231-2240. ISSN: 0273-1177. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.asr.2021.01.011>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0273117721000338> (citado en páginas 7, 8).
- Grieder, P. K. (2001). *Cosmic rays at Earth*. Elsevier (citado en páginas 9, 13).
- Guerra Sanz, C. A. (2021). “Detector de partículas embarcado en globo estratosférico basado en material centellador CsI(Tl) y fotodiodos”. Trabajo Fin de Máster (TFM). Universidad de Alcalá (UAH) (citado en página 132).

- Haino, S., T. Sanuki, K. Abe, K. Anraku, Y. Asaoka, H. Fuke, M. Imori, A. Itasaki, T. Maeno, Y. Makida et al. (2004). “Measurements of primary and atmospheric cosmic-ray spectra with the BESS-TeV spectrometer”. En: *Physics Letters B* 594.1-2, pp. 35-46. URL: <https://doi.org/10.1016/j.physletb.2004.05.019> (citado en página 13).
- Hamamatsu, P. (2007). *Photomultiplier Tubes. Basics and Applications*. 3.^a ed. Iwata City, Japan: Hamamatsu Photonics K.K. URL: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/etd/PMT_handbook_v3aE.pdf (citado en páginas 31, 35, 43-46).
- (2010). *Photomultiplier Tube R2154-02*. Iwata City, Japan: Hamamatsu Photonics K.K. URL: https://www.hamamatsu.com/content/dam/hamamatsu-photonics/sites/documents/99_SALES_LIBRARY/etd/R2154-02_TPMH1089E.pdf (citado en páginas 42, 124, 125, 141, H8).
- (2015). *High voltage power supply C11152 series*. Iwata City, Japan: Hamamatsu Photonics K.K. URL: https://www.hamamatsu.com/content/dam/hamamatsu-photonics/sites/documents/99_SALES_LIBRARY/etd/C11152_TACC1053E.pdf (citado en páginas 143, H2, H8).
- (2017). *Photomultiplier Tubes and Assemblies for scintillation counting and high energy physics*. Iwata City, Japan: Hamamatsu Photonics K.K. URL: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/etd/High_energy_PMT_TPMZ0003E.pdf (citado en páginas 34, 36, 39-43).
- (2022). *Products*. web site. Iwata City, Japan. URL: <https://www.hamamatsu.com/eu/en/product.html> (citado en página 52).
- Haungs, A. et al. (2018). “The KASCADE Cosmic-ray Data Centre KCDC: granting open access to astroparticle physics research data”. En: *The European Physical Journal C* 78.9. ISSN: 1434-6052. DOI: [10.1140/epjc/s10052-018-6221-2](https://doi.org/10.1140/epjc/s10052-018-6221-2). URL: <http://dx.doi.org/10.1140/epjc/s10052-018-6221-2> (citado en página 9).
- Havelka, M., P. Auerbach y J. Sochorová (2002). “Software coincidence counting”. En: *Applied Radiation and Isotopes* 56.1. Proceedings of the Conference on Radionuclide Metrology and its Applications, ICRM’01, pp. 265-268. ISSN: 0969-8043. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0969-8043\(01\)00198-1](https://doi.org/10.1016/S0969-8043(01)00198-1). URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0969804301001981> (citado en página 74).
- iSeg (2021). *BPS High Voltage Power Supply series*. BPn20504 5. iseg Spezialelektronik GmbH. URL: https://iseg-hv.com/download/DC_DC/BPS/iseg_datasheet_BPS_en.pdf (citado en páginas 144, H8).

- Jollet, C. (2005). “The OPERA experiment”. En: V International Conference on Non-Accelerator New Physics, pp. 1872-1875. URL: <http://hal.in2p3.fr/in2p3-00118917/document> (citado en página 28).
- Kappenman, J. (2010a). *Geomagnetic Storms and Their Impacts on the U.S. Power Grid*. Inf. téc. Metatech Corporation. URL: https://www.ferc.gov/sites/default/files/2020-05/ferc_meta-r-319.pdf (citado en página 15).
- (2010b). *Geomagnetic Storms and Their Impacts on the U.S. Power Grid*. slides. URL: <https://www.swpc.noaa.gov/sites/default/files/images/u33/finalBoulderPresentation042611%5C%20%5C%281%5C%29.pdf> (citado en página 15).
- Karapetyan, G., M. Ganeva y R. Hippler (2013). “Directional sensitivity of MuSTAnG muon telescope”. En: *J. Space Weather Space Clim.* 3, A16. DOI: [10.1051/swsc/2013040](https://doi.org/10.1051/swsc/2013040). URL: <https://doi.org/10.1051/swsc/2013040> (citado en página 61).
- Kilvington, A., C. Baker y P. Illinesi (1970). “Reflective coverings for scintillation counters”. En: *Nuclear Instruments and Methods* 80.1, pp. 177-178. ISSN: 0029-554X. DOI: [https://doi.org/10.1016/0029-554X\(70\)90314-9](https://doi.org/10.1016/0029-554X(70)90314-9). URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0029554X70903149> (citado en página 26).
- Knoll, G. F. (1999). *Radiation detection and measurement*. 3.^a ed. John Wiley & Sons Inc. ISBN: 0-471-07338-5 (citado en páginas 17-20, 24, 26, 31, 44, 124, 126).
- Kremer, J., M. Boezio, M. e. Ambriola, G. Barbiellini, S. Bartalucci, R. Bellotti, D. Bergström, U. Bravar, F. Cafagna, P. Carlson et al. (1999). “Measurements of ground-level muons at two geomagnetic locations”. En: *Physical Review Letters* 83.21, p. 4241. URL: <http://dx.doi.org/10.1103/PhysRevLett.83.4241> (citado en página 13).
- Kudela, K., M. Storini, M. Y. Hofer y A. V. Belov (2000). “Cosmic Rays in Relation to Space Weather”. En: *Space Science Reviews* 10, pp. 153-174. DOI: [10.1007/978-94-017-1187-6_8](https://doi.org/10.1007/978-94-017-1187-6_8) (citado en página 6).
- Kuwabara, T., J. W. Bieber, J. Clem, P. Evenson, R. Pyle, K. Munakata, S. Yasue, C. Kato, S. Akahane, M. Koyama, Z. Fujii, M. L. Duldig, J. E. Humble, M. R. Silva, N. B. Trivedi, W. D. Gonzalez y N. J. Schuch (2006). “Real-time cosmic ray monitoring system for space weather”. En: *Space Weather* 4.8. DOI: <https://doi.org/10.1029/2005SW000204>. eprint: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1029/2005SW000204>. URL: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1029/2005SW000204> (citado en página 60).
- Kuwabara, T., K. Munakata, S. Yasue, C. Kato, S. Akahane, M. Koyama, J. W. Bieber, P. Evenson, R. Pyle, Z. Fujii, M. Tokumaru, M. Kojima, K. Marubashi, M. L. Duldig, J. E. Humble, M. R. Silva, N. B. Trivedi, W. D. Gonzalez y N. J. Schuch (2004). “Geometry of an

- interplanetary CME on October 29, 2003 deduced from cosmic rays”. En: *Geophysical Research Letters* 31.19. DOI: <https://doi.org/10.1029/2004GL020803>. eprint: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1029/2004GL020803>. URL: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1029/2004GL020803> (citado en página 58).
- Kuwabara, J. W. Bieber, P. Evenson, K. Munakata, S. Yasue, C. Kato, A. Fushishita, M. Tokumaru, M. L. Duldig, J. E. Humble, M. R. Silva, A. Dal Lago y N. J. Schuch (2009). “Determination of interplanetary coronal mass ejection geometry and orientation from ground-based observations of galactic cosmic rays”. En: *Journal of Geophysical Research: Space Physics* 114.A5. DOI: <https://doi.org/10.1029/2008JA013717>. eprint: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1029/2008JA013717>. URL: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1029/2008JA013717> (citado en páginas 58, 60).
- Leerunnavarat, K., Ruffolo, D. y Bieber, J.W. (2003). “Loss Cone Precursors to Forbush Decreases and Advance Warning of Space Weather Effects”. En: 593.1, pp. 587-596. DOI: [10.1086/376408](https://doi.org/10.1086/376408). URL: <https://iopscience.iop.org/article/10.1086/376408> (citado en páginas 16, 58).
- LT (1998). *Dual/Quad, 4.5ns, Single Supply 3V/5V Comparators with Rail-to-Rail Outputs*. LT1720. Linear Technology. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/17201fc.pdf> (citado en página D4).
- Marcos, G. D.-R. (2018). “Módulo de Alojamiento para Observatorio de Rayos Cósmicos Antártico (MAZORCA)”. Trabajo Fin de Máster (TFM). Universidad de Alcalá (UAH) (citado en página 155).
- Mavromichalaki, H., V. Yanke, L. Dorman, N. Iucci, A. Chilingaryan y O. Kryakunova (2004). “Neutron Monitor Network in Real Time and Space Weather”. En: *Effects of Space Weather on Technology Infrastructure*. Ed. por I. A. Daglis. Dordrecht: Springer Netherlands, pp. 301-317. ISBN: 978-1-4020-2754-3. DOI: [10.1007/1-4020-2754-0_16](https://doi.org/10.1007/1-4020-2754-0_16). eprint: http://fzk.aragats.am/files/Publication/Neutron_Monitor_Network_in_Real_Time_and_Space_Wea.pdf. URL: https://link.springer.com/chapter/10.1007%5C%2F1-4020-2754-0%5C_16 (citado en página 16).
- Medina, J. (2011). *Introducción al estudio de rayos cósmicos*. 1.^a ed. Universidad de Alcalá. ISBN: 978-84-8138-903-6 (citado en páginas 3, 4, 6).
- Medina, J., J. J. Blanco, O. García, R. Gómez-Herrero, E. J. Catalán, I. García, M. A. Hidalgo, D. Meziat, M. Prieto, J. Rodríguez-Pacheco y S. Sánchez (2013). “Castilla-La Mancha neutron monitor”. En: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A*:

- Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 727, pp. 97-103. ISSN: 0168-9002. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.nima.2013.06.028>. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0168900213008486> (citado en página 154).
- Mendonça, R. R. S. et al. (2019). “Analysis of Cosmic Rays’ Atmospheric Effects and Their Relationships to Cutoff Rigidity and Zenith Angle Using Global Muon Detector Network Data”. En: *Journal of Geophysical Research: Space Physics* 124.12, pp. 9791-9813. DOI: [10.1029/2019JA026651](https://doi.org/10.1029/2019JA026651). eprint: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1029/2019JA026651>. URL: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1029/2019JA026651> (citado en páginas 55-59).
- Mishev, A., S. Poluianov y I. Usoskin (2017). “Assessment of spectral and angular characteristics of sub-GLE events using the global neutron monitor network”. En: *Journal of Space Weather and Space Climate* 7, A28. URL: <https://www.swsc-journal.org/articles/swsc/abs/2017/01/swsc170026/swsc170026.html> (citado en página 8).
- Molloy, D. (2022). *Electronic and Computer Engineering Education and Innovation*. web site. URL: <https://github.com/derekmolloy/boneDeviceTree/tree/master/docs> (citado en páginas C9, C10).
- Munakata, K., J. W. Bieber, S. Yasue, C. Kato, Z. Fujii, K. Fujimoto, M. L. Duldig, J. E. Humble, N. B. Trivedi, W. D. Gonzalez, B. T. Tsurutani y N. J. Schuch (2001). “A prototype muon detector network covering a full range of cosmic ray pitch angles”. En: *International Cosmic Ray Conference*. Vol. 9. International Cosmic Ray Conference, p. 3494 (citado en página 58).
- Munakata, K., T. Kuwabara, S. Yasue, C. Kato, S. Akahane, M. Koyama, Y. Ohashi, A. Okada, T. Aoki, K. Mitsui, H. Kojima y J. W. Bieber (2005). “A “loss cone” precursor of an approaching shock observed by a cosmic ray muon hodoscope on October 28, 2003”. En: *Geophysical Research Letters* 32.3. DOI: [10.1029/2004GL021469](https://doi.org/10.1029/2004GL021469). eprint: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1029/2004GL021469>. URL: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1029/2004GL021469> (citado en página 16).
- Munakata, K., J. W. Bieber, S.-i. Yasue, C. Kato, M. Koyama, S. Akahane, K. Fujimoto, Z. Fujii, J. E. Humble y M. L. Duldig (2000). “Precursors of geomagnetic storms observed by the muon detector network”. En: *Journal of Geophysical Research: Space Physics* 105.A12, pp. 27457-27468. DOI: [10.1029/2000JA000064](https://doi.org/10.1029/2000JA000064). eprint: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1029/2000JA000064>. URL: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1029/2000JA000064> (citado en página 16).

- agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1029/2000JA000064 (citado en páginas 6, 16, 61).
- Nexperia (2021). *Octal buffer/line driver; 3-state*. 74LVC244. Nexperia. URL: https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/74LVC_LVCH244A.pdf (citado en páginas 140, F9).
- (2022). *2-input AND gate*. 74HC1G08. Nexperia. URL: https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/74HC_HCT1G08.pdf (citado en página D4).
- OACI (2018). *Manual on Space Weather Information in Support of International Air Navigation*. Doc 10100. First Edition. International Civil Aviation Organization. URL: <https://www.icao.int/airnavigation/METP/Panel%20Documents/Doc.10100.Space%20Weather%20Manual%20FINAL%20DRAFT%20Version.pdf> (citado en página 16).
- OHER (1964). *Standard NIM instrumentation system*. Revision of the NIM document : AEC Report TID-20893 (Rev.4) dated July 1974. US Department of Energy. Office of Energy Research. Office of Health and Environmental Research. Washington, DC: United States Department of Energy. URL: <https://cds.cern.ch/record/2026631> (citado en página 46).
- Okazaki, Y., A. Fushishita, T. Narumi, C. Kato, S. Yasue, T. Kuwabara, J. W. Bieber, P. Evenson, M. R. Da Silva, A. Dal Lago y et al. (2008). “Drift Effects and the Cosmic Ray Density Gradient in a Solar Rotation Period: First Observation with the Global Muon Detector Network (GMDN)”. En: *The Astrophysical Journal* 681.1, pp. 693-707. ISSN: 1538-4357. DOI: [10.1086/588277](https://doi.org/10.1086/588277). URL: <http://dx.doi.org/10.1086/588277> (citado en páginas 58, 61).
- ON (1998). *FDN357N, N-Channel Logic Level Enhancement Mode Field Effect Transistor*. FDN357N. REVISED OCTOBER 2017. ON semiconductor. URL: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/fdn357n-d.pdf> (citado en página 136).
- Poppe, B. B. y K. P. Jordan (2006). *Sentinels of the Sun: Forecasting space weather*. Big Earth Publishing (citado en página 13).
- Power.org (1993). *PCI Bus Binding to: IEEE Std 1275-1994. Standard for Boot (Initialization Configuration). Firmware*. IEEE Std 1275-1994. Revision 2.1, August 1998. Power.org, Inc. URL: <https://www.openfirmware.info/data/docs/bus.pci.pdf> (citado en página I7).
- (2008). *Power.org™ Standard for Embedded Power Architecture™ Platform Requirements (ePAPR)*. Revised March 2011. Power.org, Inc. URL: https://elinux.org/images/c/cf/Power_ePAPR_APPROVED_v1.1.pdf (citado en páginas I6, I7).

- Qian, X.-L., H.-Y. Sun, C. Liu, X. Wang y O. Martineau-Huynh (2021). “Simulation study on performance optimization of a prototype scintillation detector for the GRANDProto35 experiment”. En: *Nucl. Sci. Tech.* 32.5, p. 51. DOI: [10.1007/s41365-021-00882-2](https://doi.org/10.1007/s41365-021-00882-2) (citado en página 29).
- Ramesh, N., M. Hawron, C. Martin y A. Bachri (2012). “Flux variation of cosmic muons”. En: *arXiv preprint arXiv:1203.0101*. URL: <https://arxiv.org/abs/1203.0101> (citado en página 9).
- Raukunen, O., R. Vainio, A. J. Tylka, W. F. Dietrich, P. Jiggins, D. Heynderickx, M. Dierckx-sens, N. Crosby, U. Ganse y R. Siipola (2018). “Two solar proton fluence models based on ground level enhancement observations”. En: *Journal of Space Weather and Space Climate* 8, A04. URL: https://www.swsc-journal.org/articles/swsc/full_html/2018/01/swsc170071/swsc170071.html (citado en página 8).
- Rockenbach, M., A. Dal Lago, W. D. Gonzalez, K. Munakata, C. Kato, T. Kuwabara, J. Bieber, N. J. Schuch, M. L. Duldig, J. E. Humble, H. K. Al Jassar, M. M. Sharma y I. Sabbah (2011). “Geomagnetic storm’s precursors observed from 2001 to 2007 with the Global Muon Detector Network (GMDN)”. En: *Geophysical Research Letters* 38.16. DOI: <https://doi.org/10.1029/2011GL048556>. eprint: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1029/2011GL048556>. URL: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1029/2011GL048556> (citado en página 60).
- Rockenbach, M., A. Dal Lago, N. Schuch, K. Munakata, T. Kuwabara, A. Oliveira, E. Echer, C. Braga, R. Mendonça, C. Kato et al. (2014). “Global muon detector network used for space weather applications”. En: *Space Science Reviews* 182.1-4, pp. 1-18. URL: <https://link.springer.com/article/10.1007%5C%2Fs11214-014-0048-4> (citado en página 16).
- Sagisaka, S. (1986). “Atmospheric effects on cosmic-ray muon intensities at deep underground depths”. En: *Il Nuovo Cimento C* 9.4, pp. 809-828. URL: <https://link.springer.com/article/10.1007/BF02558081> (citado en página 13).
- Saint-Gobain (2022). *Radiation Detection Scintillators*. Saint-Gobain Crystals. URL: <https://www.crystals.saint-gobain.com/radiation-detection-scintillators> (citado en página 25).
- Savic, M., A. Dragic, N. Veselinovic, V. Udovicic, R. Banjanac, D. Jokovic y D. Maletic (2016). *Effect of pressure and temperature corrections on muon flux variability at ground level and underground*. arXiv: <https://arxiv.org/pdf/1701.00164.pdf> [physics.ins-det] (citado en página 13).

- Shea, M. A., D. F. Smart y K. G. McCracken (1965). “A study of vertical cutoff rigidities using sixth degree simulations of the geomagnetic field”. En: *Journal of Geophysical Research (1896-1977)* 70.17, pp. 4117-4130. doi: <https://doi.org/10.1029/JZ070i017p04117>. eprint: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1029/JZ070i017p04117>. URL: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1029/JZ070i017p04117> (citado en página 8).
- Smith, W. (1990). *Modern Optical Engineering: The Design of Optical Systems*. Optical and electro-optical engineering series. McGraw-Hill. ISBN: 9780070591745. URL: <https://books.google.es/books?id=wScfAQAAIAAJ> (citado en página 30).
- Strong, A. W., I. V. Moskalenko y V. S. Ptuskin (2007). “Cosmic-Ray Propagation and Interactions in the Galaxy”. En: *Annual Review of Nuclear and Particle Science* 57.1, pp. 285-327. ISSN: 1545-4134. DOI: [10.1146/annurev.nucl.57.090506.123011](https://doi.org/10.1146/annurev.nucl.57.090506.123011). URL: <http://dx.doi.org/10.1146/annurev.nucl.57.090506.123011> (citado en página 6).
- Tanabashi, M. et al. (2018). “Review of Particle Physics”. En: *Phys. Rev. D* 98 (3), p. 030001. DOI: [10.1103/PhysRevD.98.030001](https://doi.org/10.1103/PhysRevD.98.030001). URL: <https://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevD.98.030001> (citado en páginas 3, 5, 10-12, 154).
- TI (1995). *OPAx132High-SpeedFET-InputOperationalAmplifiers*. OPA132UA. REVISED SEPTEMBER 2015. Texas Instruments. URL: <https://rocelec.widen.net/view/pdf/oxmk2ikkml/sbos054b.pdf?t.download=true&u=5oefqw> (citado en páginas 125, D3).
- (1998). *SNx4LV123A Dual Retriggerable Monostable Multivibrators With Schmitt-Trigger Inputs*. 74LV123A. REVISED AUGUST 2015. Texas Instruments. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74lv123a.pdf> (citado en páginas D4, F3).
- (2004a). *HIGH-VOLTAGE, HIGH SLEW RATE, WIDEBAND FET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIER*. THS4631. REVISED AUGUST 2011. Texas Instruments. URL: <https://rocelec.widen.net/view/pdf/oxmk2ikkml/sbos054b.pdf> (citado en página 134).
- (2004b). *LP2981 100-mA Ultra-Low Dropout Regulators With Shutdown*. LP2981. REVISED AUGUST 2016. Texas Instruments. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lp2981.pdf> (citado en página H8).
- (2008). *ADC121C021/ADC121C021Q/ADC121C027 I2C-Compatible, 12-Bit Analog-to-Digital Converter with Alert Function*. ADC121C021. REVISED MARCH 2013. Texas Instruments. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/adc121c021.pdf> (citado en página H8).

- TI (2013). *AM335x ARM® Cortex™-A8 Microprocessors (MPUs)*. SPRUH73H. Technical Reference Manual. Texas Instruments. URL: <https://www.ti.com/lit/ug/spruh73q/spruh73q.pdf> (citado en páginas C11, I5).
- (2018). *PRU Assembly Instruction User Guide*. SPRUIJ2. User Guide. Texas Instruments. URL: <https://www.ti.com/lit/ug/spruij2/spruij2.pdf> (citado en páginas 148, 152).
- Vrublevskyy, I. (2020). “Determinación de la respuesta de MITO-ORCA por medio de un modelo de detector simulado con GEANT4”. Trabajo Fin de Máster (TFM). Universidad de Alcalá (UAH) (citado en página 71).

ANEXOS

Anexo A

Experimento para verificar la existencia de información de posición

Los elementos utilizados en el experimento son un centellador de 1x1x0,05 m de poli-vinil-tolueno tipo BC-400 (de St. Gobain), con cuatro PMTs tipo 9266kb (marca ET-Enterprises), situados uno en cada una de las caras laterales de 100x5 cm (Fig. A.1). Para verificar que se podía obtener la información de posición de los datos recogidos, se empleó un pequeño centellador de Germanato de Bismuto ($Bi_4Ge_3O_{12}$) (BGO) de 6 cm de diámetro, instalado dentro de una caja opaca con su propio PMT para evitar verse afectado por las emisiones de luz del centellador BC-400. Todo el conjunto se alojaba en un cofre de $\approx 150 \times 150$ cm de base y 70 cm de altura, opaco, estanco y cerrado para impedir la entrada de luz.

Para detectar coincidencia a 4 se utilizó el prototipo de desarrollo propio y bajo coste con detección de coincidencia por software en tiempo real que elimina los delicados ajustes de detectores de coincidencia hardware con elevado número de PMTs (Fig. A.2). Este dispositivo se describe en el primer artículo de la tesis (sección 3.5).

El BGO se conectó en coincidencia con tres de los PMTs situados en las caras del centellador (PMT1 a PMT3 en Fig. A.1) con el fin de recolectar sólo los datos de muones que pasan por ambos, es decir, de aquellos que atraviesan el centellador justo por la zona inmediatamente inferior a la ocupada por el BGO. Moviendo el BGO sobre la superficie del centellador se debían observar diferencias en los datos obtenidos por los PMTs 1 a 3.

En las figuras A.3, A.4 y A.5 se muestran los datos experimentales con distintas posiciones del BGO. Se tomaron 10.000 muestras en cada experimento. Como puede observarse, al situar el BGO en el centro, todos los PMTs quedan a la misma distancia y sus histogramas se superponen, pues las alturas de pulso captadas son similares (Fig. A.3). Cuando situamos el

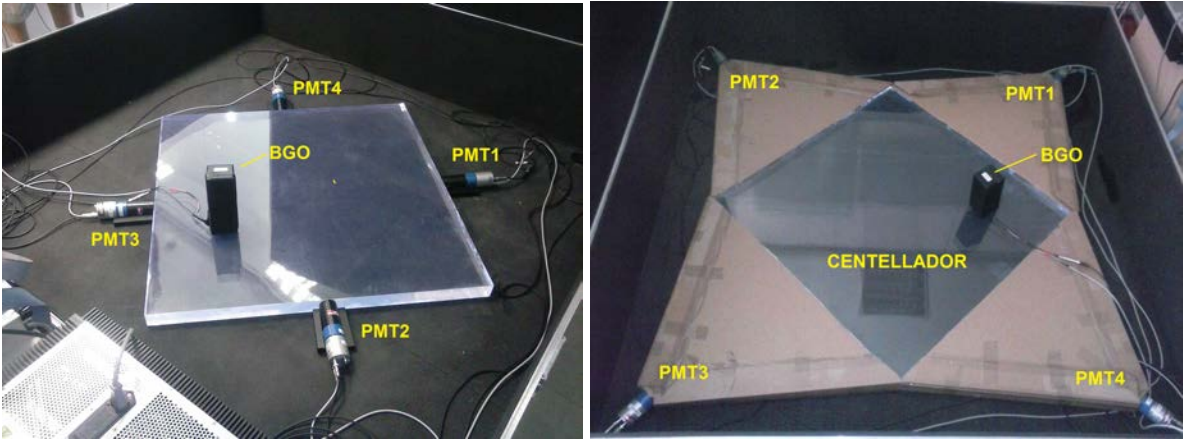


Figura A.1: Primer prototipo experimental. El BGO se empleó para verificar que se puede extraer información de posición. Izquierda primeras pruebas sin campanas guía de luz. Derecha, pruebas con campanas guía de luz similares al diseño empleado finalmente en al primer prototipo de MITO.

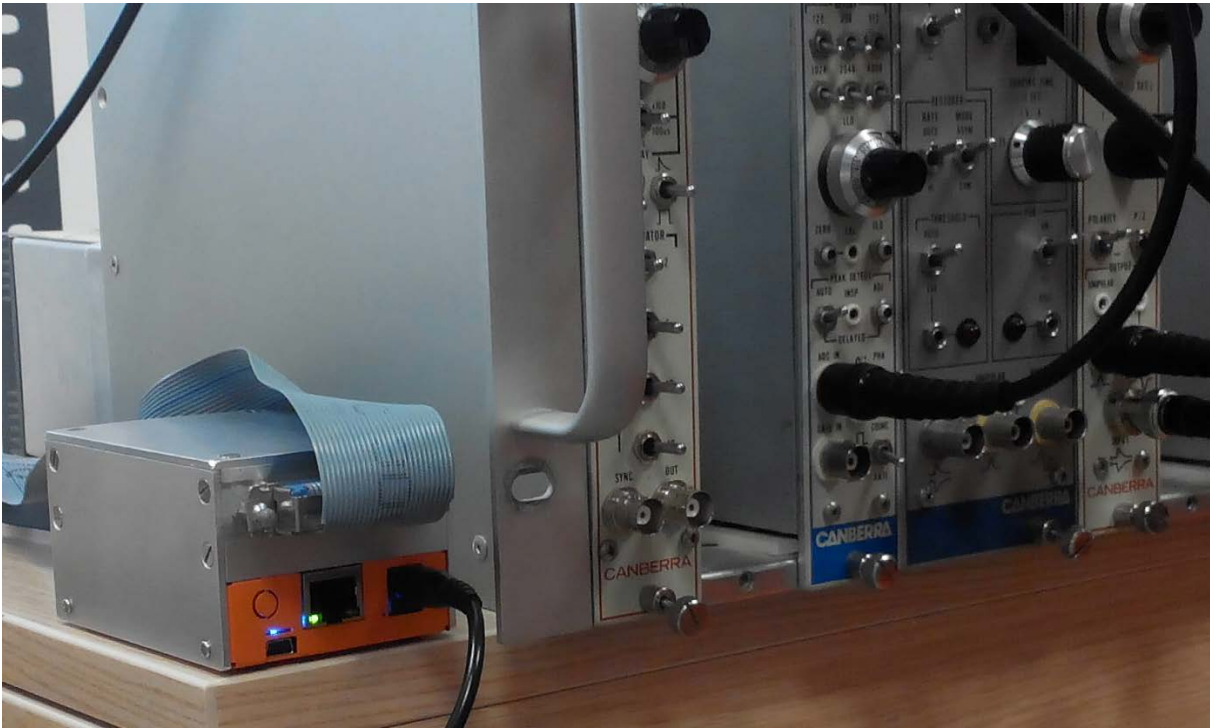


Figura A.2: Sistema de adquisición de datos con coincidencia software. Conectado en la foto a cadena NIM.

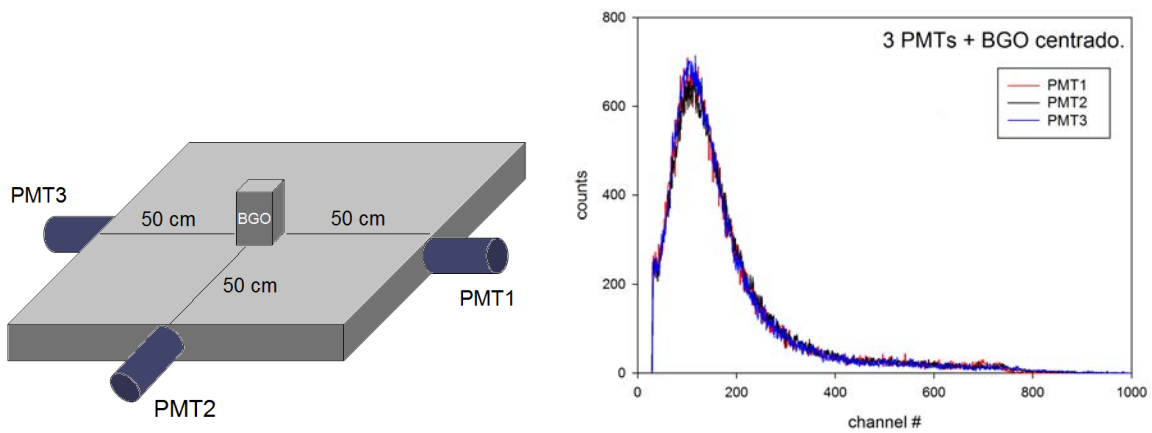


Figura A.3: Histogramas obtenidos de datos experimentales. Izquierda croquis ubicación de BGO. Derecha, histogramas reales obtenidos de los datos de los tres PMTs.

BGO en distintas posiciones, se observa que los histogramas se desplazan hacia valores inferiores al aumentar distancia y ángulo (Figuras A.4 y A.5), correspondiendo a amplitudes menores de pulsos los más alejados y los de mayor ángulo respecto del eje del PMT. Esto concuerda con lo esperado: al aumentar la distancia porque llega menor intensidad luminosa al PMT y al aumentar el ángulo porque disminuye la respuesta angular del PMT en función del coseno del ángulo. Queda patente, por tanto, que la amplitud de los impulsos recogidos por los PMTs en caras laterales, contiene información de la distancia del PMT a la trayectoria de la partícula.

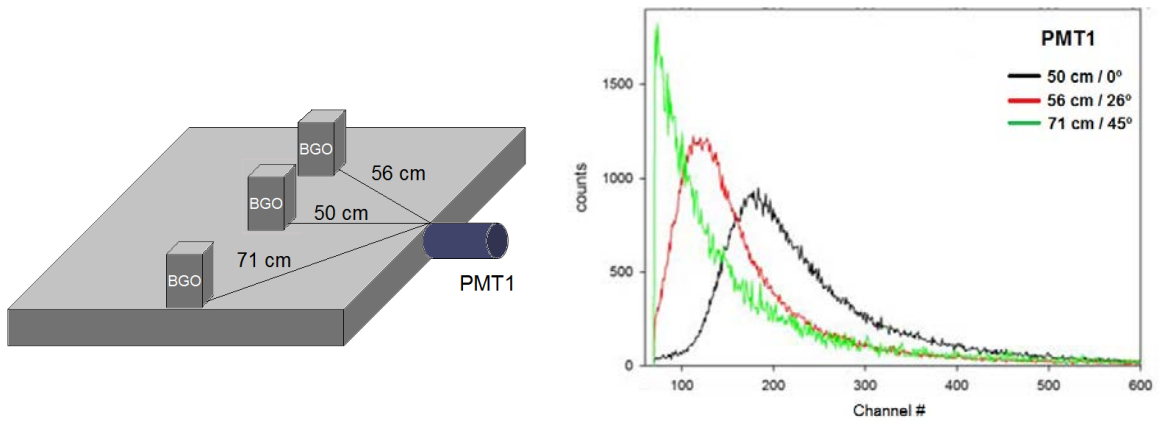


Figura A.4: Histogramas obtenidos de datos experimentales. Izquierda, croquis con las tres ubicaciones del BGO en tres ensayos distintos. Derecha, histogramas reales de los datos obtenidos en el PMT en los tres ensayos.

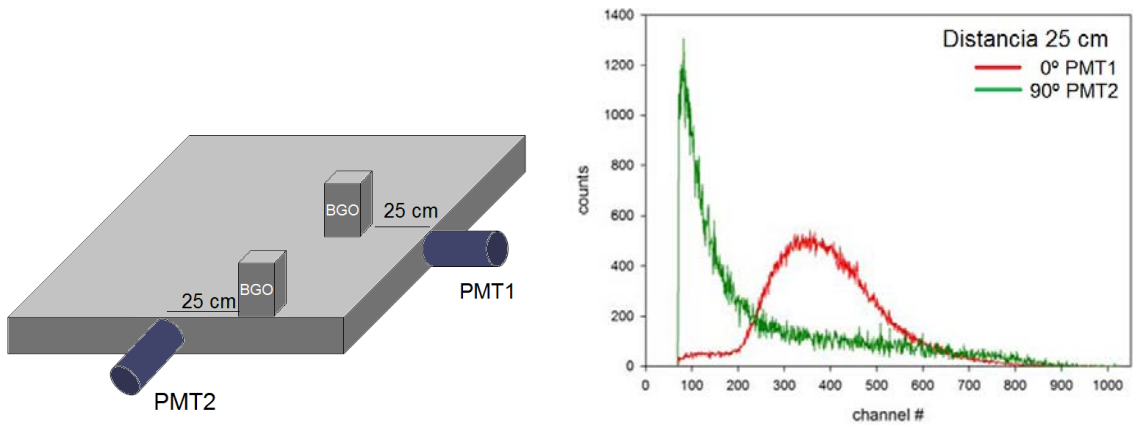


Figura A.5: Histogramas obtenidos de datos experimentales. Izquierda, croquis ubicación de BGO en dos ensayos distintos. Derecha, histogramas reales obtenidos en cada PMT.

Anexo B

Simulación inicial en lenguaje C

Con el inicio de los primeros experimentos, se pensó en realizar una simulación software del comportamiento de los fotones generados en el centellador para ver cuántos llegaban a los PMTs desde distintos puntos y buscar una relación entre estas cantidades y el punto de origen de los fotones o punto de impacto. Hacer varias simulaciones sería de gran ayuda para concretar aspectos del diseño del telescopio como, por ejemplo:

- Definir cuál era la mejor ubicación de los PMTs, viendo su comportamiento en distintas posiciones, no sólo en relación con el nivel de señal recibido sino también para buscar la colocación óptima de éstos y así obtener el punto de impacto de forma más precisa y/o sencilla.
- Obtener un algoritmo con el que calcular el punto de impacto en el centellador a partir de los pulsos generados por los fotomultiplicadores.

Este primer software de simulación fue desarrollado en lenguaje C y su código completo se incluye en la sección [J.1](#) del Anexo J. Se basa en el método Montecarlo. Partiendo de un punto del centellador con coordenadas aleatorias y de un número de fotones generados por centelleo, proporcional a la longitud de la trayectoria del muon dentro del centellador, se siguen las trayectorias de los fotones para calcular cuántos de ellos llegan a cada PMT. Para ello se tienen en cuenta las siguientes tareas y efectos:

- Generación aleatoria de la trayectoria del muon dentro del centellador.
- División de la trayectoria en puntos discretos de idéntica emisión.
- Seguimiento de los fotones emitidos por cada uno de los puntos.

- Propagación de fotones teniendo en cuenta geometría, reflexión, refracción y atenuación por pérdidas según características del fabricante. Para cada punto emisor uno por uno.
- Suma de las aportaciones de cada punto emisor en número de fotones a cada PMT

Con este software de simulación se lanzaron varias tiradas de 10.000 trayectorias con diversas disposiciones en cuanto al número de PMTs, ubicación de éstos o en coincidencia con el BGO.

Se realizaron simulaciones imitando los experimentos realizados para comprobar si en los datos se tenía información de posición. Con ello se corroboraba que la simulación arrojaba resultados similares a los reales, con lo que se podía otorgar una cierta fiabilidad a los datos simulados. En la Fig. B.1 se muestran los histogramas con los datos simulados y los reales de los experimentos. Como puede observarse se obtienen gráficos muy similares.

Lo interesante de estas gráficas está en que los histogramas coinciden cuando el BGO se sitúa a igual distancia de los PMTs y se mueven hacia valores de más nivel cuando se sitúa más cerca y viceversa. El hecho de que coincidan los valores en el eje de abscisas (ejemplo figuras B.1 A y D) es debido al ajuste de ganancia que se hace en la simulación, simulando también la realidad del ajuste de ganancia del amplificador de cada entrada en el circuito electrónico. En realidad la simulación calcula el número de fotones que llegan a cada PMT. Ese número, que tendría una equivalencia directa al alto de pulso generado realmente, se multiplica por un factor de ganancia para obtener valores en el mismo rango numérico que los obtenidos en voltios de altura de pulso en la realidad.

Por otro lado, también se observa en la Fig. B.1 C y F que los histogramas reales tienen formas más suavizadas y redondeadas que los histogramas simulados. Esto podría ser debido a que en la simulación sólo se consideran los fotones generados por la trayectoria de un muon. Sin embargo, en la realidad hay otras partículas menos energéticas que pasan por el BGO y el centellador por estar juntos y no haber un filtro de plomo intermedio que las elimine, las cuales se suman al conteo de muones en el histograma.

A la vista de la similitud de las simulaciones con los datos experimentales obtenidos, el siguiente paso fue realizar varias simulaciones con distintas disposiciones de ubicación de PMTs para, conocidas las coordenadas de impacto de las trayectorias simuladas, ver qué configuración era la más adecuada para realizar el cálculo inverso que permitiera obtener esas mismas coordenadas a partir de los niveles de los pulsos generados por los PMTs.

De todas ellas, las disposiciones que, hasta el momento, permiten calcular las coordenadas de entrada de las trayectorias de forma más precisa y con menor dispersión son dos, una cuando se considera que el PMT recoge en su totalidad los fotones que salen por toda la cara y, la otra,

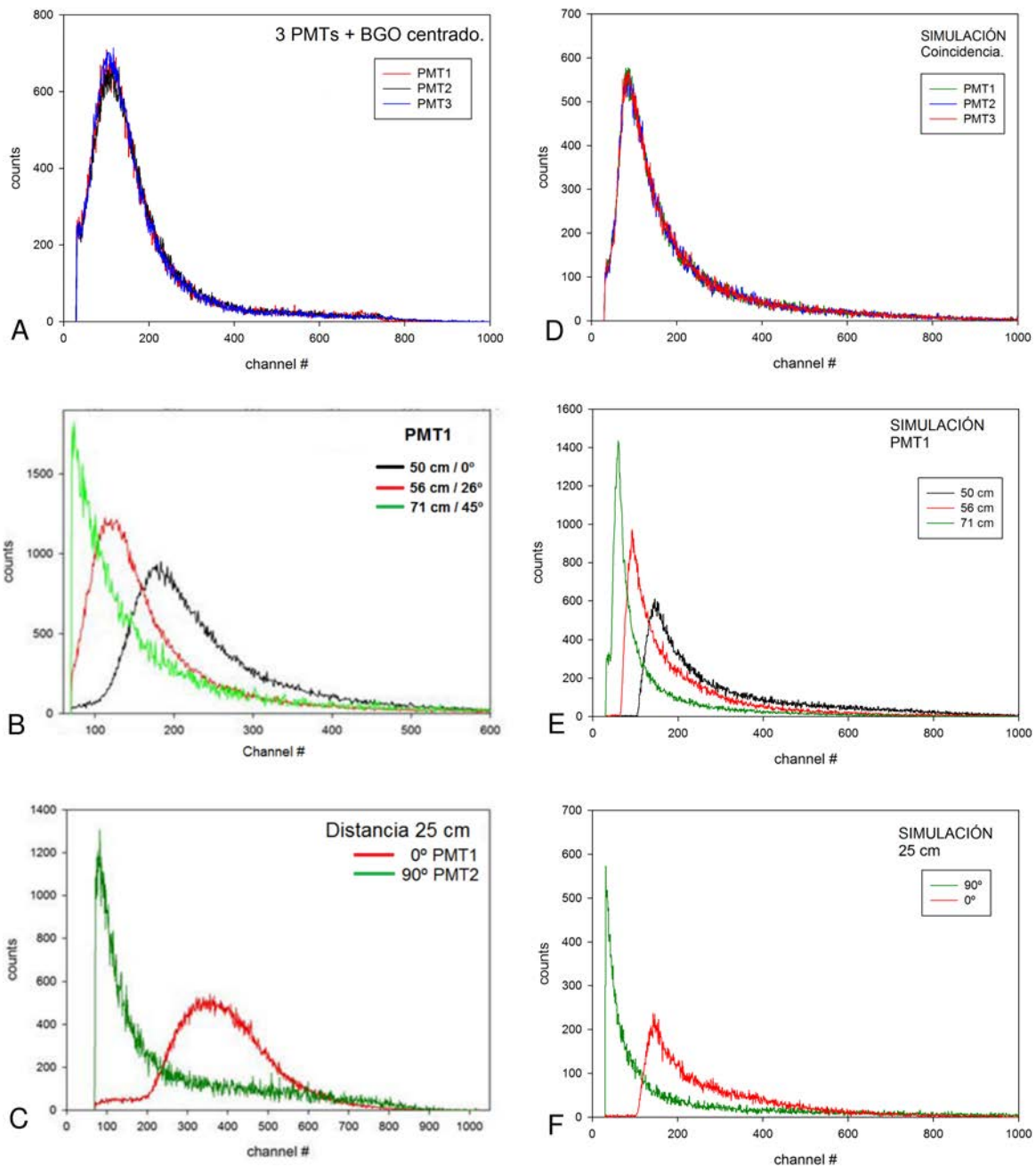


Figura B.1: Histogramas de datos experimentales y simulados. En A el BGO situado en el centro del centellador. Los histogramas aparecen superpuestos. Lo mismo sucede con la simulación en D. En B, histogramas obtenidos de los datos tomados con PMT1 y con el BGO situado a distintas distancias y ángulos (respecto al eje del PMT). Al aumentar distancia y ángulo el histograma se desplaza a la izquierda, pues la amplitud de los pulsos disminuye. Lo mismo sucede en la simulación E. En C histogramas para dos PMTs a la misma distancia con distinto ángulo. Se observa el desplazamiento de histograma debido a la respuesta angular del PMT.

situando los PMT en pirámides con paredes no especulares que dispersan la luz (construcción de Fig. A.1 derecha).

En cuanto a la ubicación de los PMTs, se realizaron simulaciones con los PMTs pegados al centellador en el centro de las caras, en las esquinas y con campanas de guía de luz a distintas distancias. Se observó que el mejor lugar era poniéndolos centrados frente a las caras laterales.

Todas las conclusiones extraídas de esta primera simulación, fueron posteriormente corroboradas por la simulación posterior generada con GEANT4.

Anexo C

Beaglebone Black (BBB)

La versión utilizada es la Beaglebone Black Rev. C. Físicamente es del tamaño de una tarjeta de crédito. En la Fig. C.1 se incluyen sus dimensiones más importantes en mm.

C.1 Características

En la tabla C.1 se presentan las características generales de la tarjeta BBB, fabricada por la firma CircuitCo, de las que ya se han mencionado algunas en el apartado 5.2.2.

En la Fig. C.2 se muestran las partes físicas de la tarjeta BBB. En ella pueden apreciarse los dos grandes conectores (headers) P8 y P9 de 46 patillas que sirven para conectar las GPIO, alimentación, entradas a los ADC internos, salida HDMI, etc. En estos conectores pueden apilarse hasta cuatro placas con distintos accesorios como reloj con batería, conexión wifi, GPS y muchos más que se encuentran en el mercado. También puede conectarse a un diseño específico, como en este trabajo se ha hecho con toda la electrónica que controla.

Como vemos en la Fig. C.3, sobre la placa lleva cuatro LEDs azules que indican acceso a memoria, actividad de la CPU, acceso a la micro-SD y parpadeo desde el arranque. Se pueden configurar para que indiquen lo que por software se desee. Hay un quinto LED que indica alimentación.

El arranque se puede configurar para que lo haga con el sistema operativo almacenado en la memoria empujada de 4 GB, por red, a través del puerto USB o con la micro-SD. Para eso está el botón “boot”. De hecho, si la micro-SD está insertada, hay que configurar el sistema para que la considere como almacenamiento, si no, se dirige a ella en el proceso de arranque y al no tener SO se bloquea. Además incorpora otros dos botones, uno para reiniciar el sistema y otro para cerrar el sistema si se pulsa durante más de 8 s.

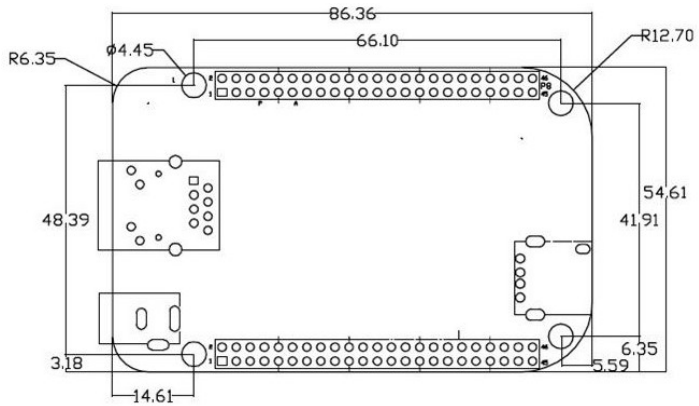


Figura C.1: Comparativa en tamaño con una tarjeta de crédito y dimensiones en milímetros de la BBB.

Procesador	Sitara AM3359AZCZ100 1GHz, 2000 MIPS
Procesador Gráfico	SGX530 3D, 20M Polygons/S
Memoria SDRAM	512MB DDR3L 606MHZ
Flash en Placa	eMMC de 4GB, 8bit Empotrada
PMIC	TPS65217C PMIC regulador y un LDO adicional.
Soporte Para Depuración	CTI JTAG de 20 pines opcional en la placa, Cabezal Serie.
Fuente de Alimentación	Mini-USB USB o Jack DC, 5VDC Externos vía Cabezal de Expansión.
PCB	3.4" x 2.1" 6 capas
Dimensiones	88.98mm / 3.5" x 54.63mm / 2.1" x 18.84mm / 0.7".
LEDs Indicadores	1-Alimentación, 2-Ethernet, 4-LED de Usuario
USB 2.0 Client Port Alta Velocidad.	Acceso a USB0, modo cliente vía mini-USB
USB 2.0 Host Port Alta Velocidad	Acceso a USB1, Socket Tipo A, 500mA LS/FS/HS
Puerto Serie	Acceso UART0 vía cabezal de 6 pin 3.3V TTL.
Ethernet	10/100, RJ45
Conector SD/MMC	Micro-SD , 3.3V
Entradas de Usuario	Botón de Reset, Botón de Arranque (Boot), Botón de Activación (Power)
Salida de Video	16b HDMI, 1280x1024 (MAX), 1024x768,1280x720,1440x900 con soporte EDID
Audio	Mediante HDMI, Estéreo
Conectores de Expansión	Alimentación 5V, 3.3V , VDD_ADC(1.8V) 2 Cabezales de 46 pines cada uno. E/S 3.3V en todas las señales McASP0, SPI1, I2C, GPIO(65), LCD, GPMC, MMC1, MMC2, 7 AIN(1.8V MAX), 4 Timers, 3 Puertos Serie, CAN0, EHRPWM(0,2),XDMA Interrupt, botón Power, Tarjeta de Expansión ID (Hasta 4 apiladas)
Peso	39.80 gramos.

Tabla C.1: Características de la tarjeta BeagleBone Black

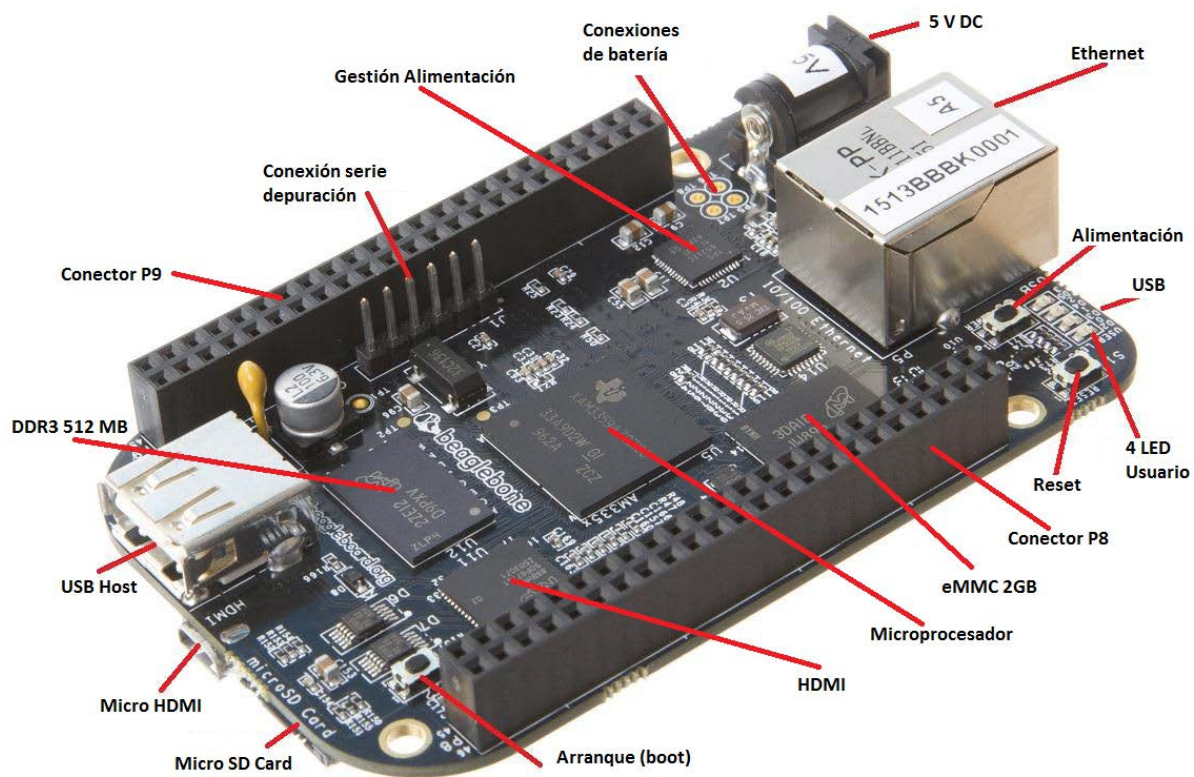


Figura C.2: Distribución de los componentes principales de la BBB

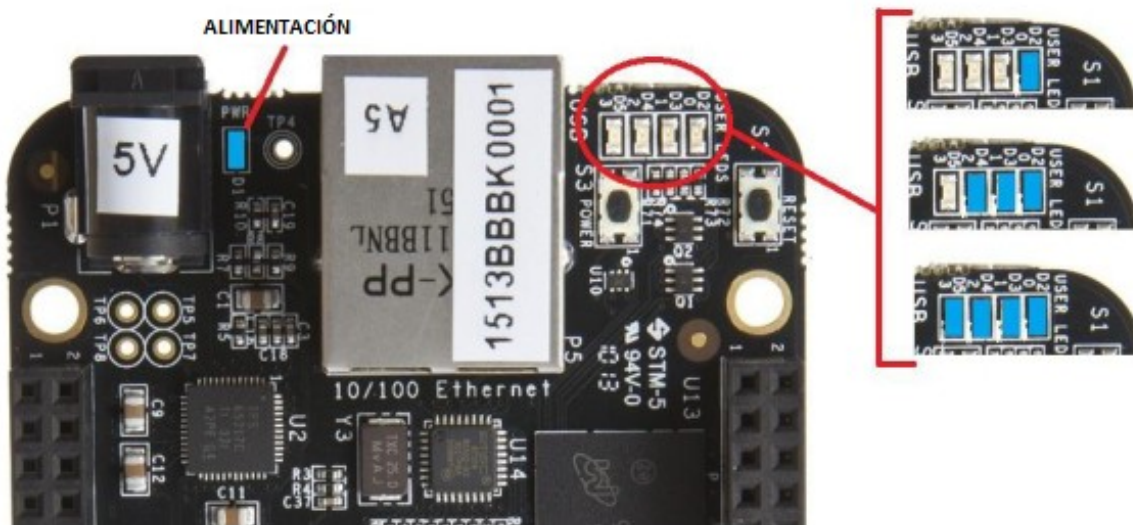


Figura C.3: Diodos LED de alimentación y de usuario de la BBB

C.2 Arquitectura

El diagrama en bloques de funcionamiento se encuentra en la Fig. C.4 Como puede verse, todo gira en torno al potente procesador Texas Instruments AM3358BZCZ100.

Todos los componentes de la arquitectura están integrados en chips altamente especializados y miniaturizados que se conectan directamente al procesador.

Todos los circuitos están optimizados para un bajo consumo, siendo el consumo total, sin conexiones añadidas, menor de 0,5 A (460 mA en el pico de arranque), lo que la permite funcionar incluso con la alimentación del conector USB de usuario.

C.2.1 Gestión de la alimentación

El circuito TPS65217C es de arquitectura LDO (Low Drop Out). Se trata de un regulador lineal que permite muy baja tensión diferencial entre la entrada y la salida. Además se encarga de la gestión de la alimentación, consumiendo corriente de la fuente más potente. Tiene comunicación con el microprocesador y el software puede saber de qué conector se está tomando la alimentación para gestionar la conexión de periféricos de gran consumo. Esa misma comunicación permite aplicar técnicas de DVS (Ajuste Dinámico de Voltaje) que permiten un gran ahorro de consumo reduciendo la tensión de alimentación y, por tanto, la velocidad del micro cuando hay poca carga de proceso. También está preparado para la gestión de carga de baterías de alimentación ininterrumpida.

C.2.2 Video y audio

La salida micro-HDMI puede ser conectada directamente a una pantalla HDMI. Admite resoluciones desde 640 x 480 a 1920 x 1080 pixeles.

Tanto las líneas de HDMI como las de control de la memoria de 4 GB eMMC están conectadas a las GPIO de salida y hay que tener cuidado al utilizarlas porque se puede perder la comunicación con la memoria o perder la imagen. En este proyecto, se desconectan al inicio puesto que no se utilizan y son necesarias para utilizar los mismos pines de los conectores P8 y P9 como GPIOs para comunicarse con la electrónica.

En algunas de las resoluciones disponibles, también se transmite el sonido por el HDMI, pues es el mismo chip quien lo gestiona (TDA 199888). La CPU envía el sonido a dicho chip mediante una comunicación a través de interfaz I2S.

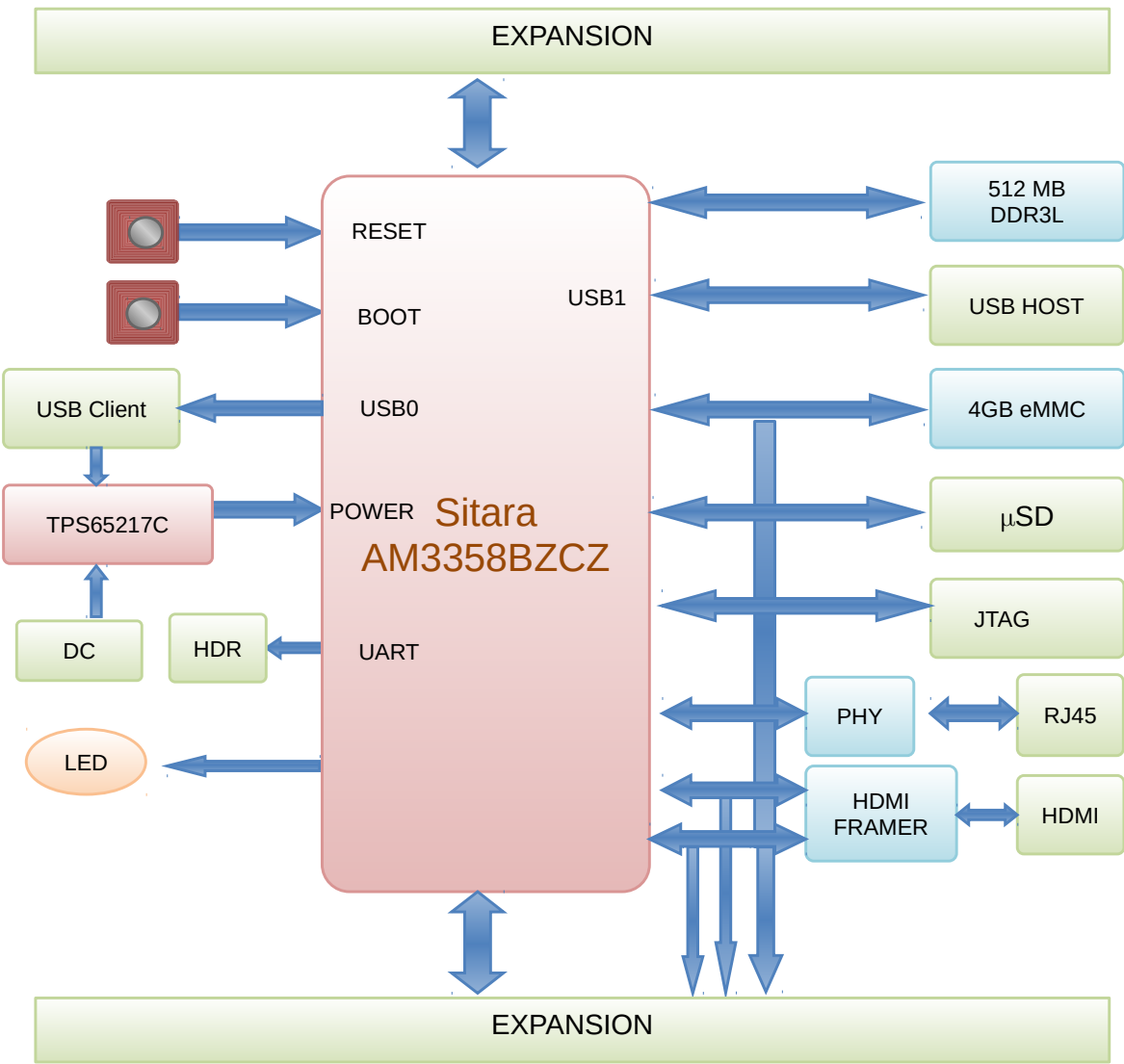


Figura C.4: Diagrama en bloques de la BBB

C.2.3 Entradas analógicas

La BBB tiene también 7 entradas analógicas que no admiten otro modo de configuración. Su tensión máxima de entrada es 1,8 V e internamente llevan un ADC de 12 bits cada una. La frecuencia de muestreo máxima es de 1,6 MHz. Según el teorema de Nyquist podría llegar a convertir frecuencias de hasta 800 kHz por cada entrada. En el primer prototipo instalado en la Antártida se emplean cuatro de estas entradas para monitorizar el nivel de salida de las cuatro fuentes de HV.

C.2.4 Procesadores internos en tiempo real PRUs

Otra característica muy importante de la BBB para este proyecto es que el AM3358 lleva, además del procesador principal, otros dos núcleos procesadores embebidos, programables independientemente, para aplicaciones de tiempo real, denominados PRU-ICSS. Aunque no todas, muchas de sus líneas de conexión son accesibles desde los conectores P8 y P9 de la BBB. Las características de cada uno de estos núcleos son idénticas y se resumen a continuación:

- Arquitectura RISC de 32 bits.
- RAM de 8 kB para instrucciones (2k instrucciones).
- RAM de 8 kB para datos.
- 12 kB de RAM compartida.
- Frecuencia de operación de 200 MHz.
- Operación similar a la del procesador ARM principal.
- Todas las memorias admiten error de paridad.
- Incluyen controlador de interrupciones.
- Interface rápido de entrada y salida.
- 16 líneas de salida y 16 de entrada por cada núcleo, no todas accesibles desde los conectores de la BBB (13 accesibles para PRU0 y 14 para PRU1).

Todas las instrucciones entre registros de las PRUs tienen una duración de 1 ciclo de reloj, es decir 5 ns. El resto de instrucciones tienen duraciones constantes, por lo que pueden programarse rutinas en tiempo real sabiendo siempre exactamente su duración. En la Tabla [C.2](#) se

Acción	Bytes	Tiempo (ns)
Todas las instrucciones con registros	4	5
Lectura registro RTC.	16	450
Escritura registro RTC.	16	320
Lectura registro RTC.	8	310
Escritura registro RTC.	8	170
Lectura memoria DDR	16	30
Escritura memoria DDR	16	30
Lectura DDR con offset.	16	35
Lectura memoria PRU de 8k,	16	30
Escritura memoria PRU de 8k	16	25
Lectura memoria 12k	16	30
Escritura memoria 12k	16	25
Lectura memoria PRU de 8k,	8	20
Escritura memoria PRU de 8k	8	15
Lectura memoria PRU de 8k,	4	15
Lectura registro timer	4	190
Escritura registro timer	4	30

Tabla C.2: Tiempos que tarda la PRU en realizar algunas operaciones típicas

muestran los tiempos medidos experimentalmente mediante programa software de algunas instrucciones usuales empleadas en el código desarrollado para las PRUs de este proyecto. Como puede verse las operaciones que más tiempo llevan son las lecturas en los registros del reloj en tiempo real (RTC). Esto es debido a que la lectura se hace a través del sistema de control de acceso a los registros internos del propio chip, de forma que no afecte al conteo del reloj.

C.2.5 Salidas y entradas de propósito general (GPIOs)

La información más útil para este proyecto, después de la relativa a las PRUs, es la referente a las GPIOs. Son en total 65. El acceso a ellas no es inmediato. Los pines de los conectores tienen 8 modos de configuración (modo 0 a modo 7) con distintas funciones y cada uno de ellos estará conectado a una u otra señal. Por ejemplo, el pin 46 del conector P8 (P8-46) en su modo 0 es una línea de datos para HDMI, que es el modo que por defecto configura el sistema en el arranque para esta patilla. En su modo 7 el mismo pin es la GPIO 2-7. En general, a todas las GPIO se accede en modo 7, por lo que para su utilización habrá que configurar los pines a utilizar en modo 7. Cada pin se configura independientemente.

Además del modo, cada pin debe ser configurado para entrada o salida y si internamente se le conecta una resistencia de pull-up, pull-down o ninguna de ellas. En páginas 83 y 85 del

Head_pin	SPINS	ADDR/OFFSET	GPIO.NO.	Name	Mode7	Mode6	Mode5	Mode4	Mode3	Mode2	Mode1	Mode0	Pin	Notes
P8_01				DGND										Ground
P8_02				DGND										Ground
P8_03	6	0x818/018	38	GPIO1_6	gpio16							gmic_a06	R9	Used on Board (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_04	7	0x817/01c	39	GPIO1_7	gpio17							gmic_a07	T9	Used on Board (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_05	2	0x828/018	34	GPIO1_2	gpio12							gmic_a02	R8	Used on Board (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_06	3	0x827/01c	35	GPIO1_3	gpio13							gmic_a03	T8	Used on Board (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_07	36	0x820/020	66	TIMER4	gpio22					timer4		gmic_admin_ale	R7	
P8_08	37	0x824/024	67	TIMER7	gpio23					timer7		gmic_admin_ale	T7	
P8_09	38	0x828/028	68	TIMER8	gpio24					timer8		gmic_admin_ale	T6	
P8_10	39	0x82c/02c	69	TIMER9	gpio25					timer9		gmic_admin_ale	T5	
P8_11	13	0x834/034	45	GPIO1_13	gpio13	pr1_gpio1_pru_r30_15		eQEP2B_in	mmc2_dai1	mmc1_dai5	lcd_data18	gmic_admin_ale	R12	
P8_12	12	0x830/030	44	GPIO1_12	gpio12	pr1_gpio1_pru_r30_14		eQEP2A_in	MMC2_DAT0	MMC1_DAT4	LD_DATA19	gmic_admin_ale	T12	
P8_13	9	0x824/024	41	GPIO1_9	gpio09			ehrpwm2B	mmc2_dai5	mmc1_dai1	lcd_data22	gmic_admin_ale	T10	
P8_14	10	0x828/028	42	GPIO1_10	gpio10			ehrpwm2B_tripzone_in	mmc2_dai6	mmc1_dai2	lcd_data21	gmic_admin_ale	T11	
P8_15	15	0x838/038	47	GPIO1_15	gpio15	pr1_gpio1_pru_r31_15		eQEP2B_strobe	mmc2_dai3	mmc1_dai7	lcd_data16	gmic_admin_ale	U13	
P8_16	14	0x834/034	46	GPIO1_14	gpio14	pr1_gpio1_pru_r31_14		eQEP2_index	mmc2_dai2	mmc1_dai6	lcd_data17	gmic_admin_ale	V13	
P8_17	11	0x822/02c	27	GPIO2_7	gpio27			ehrpwm0_syncro	mmc2_clk	mmc1_dai3	lcd_data20	gmic_admin_ale	U12	
P8_18	35	0x82c/02c	65	GPIO2_1	gpio21	mcspp0_fsr			mmc2_clk	gmic_wait1	lcd_memory_clk	gmic_admin_ale	U12	
P8_19	8	0x820/020	22	GPIO2_8	gpio22			ehrpwm2A	mmc2_clk	mmc1_dai0	lcd_data23	gmic_admin_ale	U10	
P8_20	33	0x820/020	22	GPIO2_33	gpio233	pr1_gpio1_pru_r31_13			mmc2_clk	mmc1_dai0	lcd_data23	gmic_admin_ale	U9	Used on Board (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_21	32	0x820/020	22	GPIO2_32	gpio232	pr1_gpio1_pru_r31_12			gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	U9	Used on Board (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_22	5	0x814/014	37	GPIO1_5	gpio15				mmc1_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	V8	Used on Board (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_23	4	0x810/010	36	GPIO1_4	gpio14				mmc1_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	U8	Used on Board (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_24	1	0x804/004	33	GPIO1_1	gpio11				mmc1_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	V7	Used on Board (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_25	0	0x800/000	32	GPIO1_0	gpio10				mmc1_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	U7	Used on Board (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_26	31	0x817/01c	61	GPIO2_31	gpio231				mmc2_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	V6	Used on Board (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_27	56	0x820/020	22	GPIO2_56	gpio256	pr1_gpio1_pru_r30_8			gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	U5	Allocated (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_28	58	0x820/020	22	GPIO2_58	gpio258	pr1_gpio1_pru_r30_10			gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	V5	Allocated (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_29	57	0x820/020	22	GPIO2_57	gpio257	pr1_gpio1_pru_r30_9			gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	R5	Allocated (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_30	54	0x820/020	22	GPIO2_54	gpio254				gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	R6	Allocated (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_31	59	0x820/020	22	GPIO2_59	gpio259				gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	V4	Allocated (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_32	55	0x820/020	22	GPIO2_55	gpio255				gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	T5	Allocated (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_33	51	0x820/020	22	GPIO2_51	gpio251				gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	V3	Allocated (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_34	53	0x820/020	22	GPIO2_53	gpio253				gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	U4	Allocated (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_35	52	0x820/020	22	GPIO2_52	gpio252				gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	V2	Allocated (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_36	50	0x820/020	22	GPIO2_50	gpio250				gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	U3	Allocated (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_37	48	0x820/020	22	GPIO2_48	gpio248				gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	U2	Allocated (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_38	49	0x820/020	22	GPIO2_49	gpio249				gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	U1	Allocated (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_39	46	0x820/020	22	GPIO2_46	gpio246				gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	T3	Allocated (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_40	47	0x820/020	22	GPIO2_47	gpio247				gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	T4	Allocated (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_41	44	0x820/020	22	GPIO2_44	gpio244				gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	T1	Allocated (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_42	45	0x820/020	22	GPIO2_45	gpio245				gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	T2	Allocated (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_43	42	0x820/020	22	GPIO2_42	gpio242				gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	R3	Allocated (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_44	43	0x820/020	22	GPIO2_43	gpio243				gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	R4	Allocated (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_45	40	0x820/020	22	GPIO2_40	gpio240				gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	R1	Allocated (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_46	41	0x820/020	22	GPIO2_41	gpio241				gmic_clk	gmic_wait1	lcd_data23	gmic_admin_ale	R2	Allocated (Group: pinmux_emmc2_pins)
P8_Header	catSPINS	ADDR +	GPIO.NO.	Name	Mode7	Mode6	Mode5	Mode4	Mode3	Mode2	Mode1	Mode0	CPU	Updates Available at www.derekmolloy.ie
		44e10000	(Mode 7)										PIN	
		Offset from:												
		44e10800												

Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2,1,0
Slew Control	Receiver Active	Pullup/PullDown	Enable Pullup/Down	Mux Mode
0 Fast	0 Disable	0 PullDown select	0 Enabled	000 Mode 0 to
1 Slow	1 Enable	1 Pullup select	1 Disabled	111 Mode 7

e.g. output GPIO(mode7) 0x27 pullDown, 0x17 pullUp, 0x1f no pullup/down
e.g. input GPIO(mode7) 0x27 pullDown, 0x17 pullUp, 0x1f no pullup/down

Tabla C.3: Tabla con todas las configuraciones posibles de los pines del conector P8 de la BBB. Obtenida de Molloy 2022.

Head_pin	SPINS	ADDR/OFFSET	Name	GPO NO.	Mode7	Mode6	Mode5	Mode4	Mode3	Mode2	Mode1	Mode0	Pin	Notes
P9_01			GND									RESET_OUT	A0	Ground
P9_02			GND									gmic_wal0	T17	Ground
P9_03			DC_33V									gmic_csn6	U7	250mA Max Current
P9_04			DC_33V									gmic_wpn	U8	250mA Max Current
P9_05			VDD_5V									gmic_b2	U14	1A Max Current (only if DCJACK powered)
P9_06			VDD_5V									gmic_a0	R13	1A Max Current (only if DCJACK powered)
P9_07			SYS_5V									gmic_a3	T14	250mA Max Current
P9_08			SYS_5V									gmic_a16	A16	250mA Max Current
P9_09			PWR_BUTTON									mmc1_swp		Has a 5V Level (pulled up by TP563217C)
P9_10			SYS_RESETn									mmc1_swp		
P9_11	28	0x670/070	UART4_RXD	30	gpio[30]	uart4_rxd_mux2		mmc1_swd	mmc2_crs_dv	gmic_csn4				NB: GPIOs limit current to 4-6mA output and approx. 8mA on input.
P9_12	30	0x678/078	GPIO1_28	60	gpio[28]	mcasp0_actkr_mux3		gmic_dir	mmc2_db13	mmc2_csn6				
P9_13	29	0x674/074	UART4_TXD	31	gpio[31]	uart4_txd_mux2		mmc2_swd	mmc2_nerr	gmic_csn5				
P9_14	18	0x648/048	EHPPWMA1A	50	gpio[18]	ehppwma1a_mux1		gmic_a18	mmc2_db11	gmic_t08				
P9_15	16	0x640/040	GPIO1_16	48	gpio[16]	ehppwm1a_input		gmic_a16	mmc2_bein	gmic_t01				
P9_16	19	0x642/042	EHPPWMB1B	51	gpio[19]	ehppwmb1b_mux1		gmic_a19	mmc2_db12	gmic_t02				
P9_17	87	0x658/158	I2C1_SCL	5	gpio[5]			pr1_uart0_bnd	ehppwm0_synco	I2C1_SCL	mmc2_swp	sp0_c0	A16	
P9_18	86	0x658/158	I2C1_SDA	4	gpio[4]			pr1_uart0_bnd	ehppwm0_synco	I2C1_SDA	mmc1_swp	sp0_d1	B16	
P9_19	95	0x676/176	I2C2_SCL	13	gpio[13]			sp0_cst1	I2C2_SCL	dran0_rx	time5	uart1_rsn	D17	Allocated (Group: pinmux_i2c2_pins)
P9_20	94	0x676/176	I2C2_SDA	12	gpio[12]			sp0_cst0	I2C2_SDA	dran0_tx	time6	uart1_ctsn	D18	Allocated (Group: pinmux_i2c2_pins)
P9_21	85	0x654/154	UART2_TXD	3	gpio[3]	EMU3_mux1		pr1_uart0_rts_n	ehppwm0B	I2C2_SCL	uart2_bnd	sp0_d0	B17	
P9_22	84	0x650/150	UART2_RXD	2	gpio[2]	EMU2_mux1		pr1_uart0_cts_n	ehppwm0A	I2C2_SDA	uart2_rxd	sp0_skt	A17	
P9_23	17	0x644/044	GPIO1_17	49	gpio[17]	ehppwm0_synco		gmic_a17	mmc2_db10	gmic_rxdv		gmic_a1	V14	
P9_24	97	0x684/184	UART1_TXD	15	gpio[15]	pr1_pnd0_pnu_r31_16	pr1_uart0_bnd		I2C1_SCL	dran0_rx	mmc2_swp	uart1_bnd	D15	
P9_25	107	0x692/192	GPIO3_21	117	gpio[21]	pr1_pnd0_pnu_r30_7	pr1_pnd0_pnu_r30_7	EMU4_mux2	mmc1_axr1	mcasp0_axr3	dran0_tx	mmc1_swp	A14	Allocated (Group: mcasp0_pins)
P9_26	96	0x680/180	UART1_RXD	14	gpio[14]	pr1_pnd0_pnu_r31_16	pr1_uart0_rxd		I2C1_SDA	dran0_tx	mmc1_swp	uart1_rnd	D16	
P9_27	105	0x694/194	GPIO3_19	115	gpio[19]	pr1_pnd0_pnu_r31_5	pr1_pnd0_pnu_r30_5	EMU2_mux2	mcasp1_fsx	mcasp0_axr3	eQEP0B_in	mcasp0_fsx	C13	
P9_28	103	0x692/192	SPI1_CS0	113	gpio[17]	pr1_pnd0_pnu_r31_3	pr1_pnd0_pnu_r30_3	eC402_n_pwm2_out	sp0_cst0	mcasp0_axr2	ehppwm0_syncl	mcasp0_actkr	C12	Allocated (Group: mcasp0_pins)
P9_29	101	0x694/194	SPI1_D0	111	gpio[15]	pr1_pnd0_pnu_r31_1	pr1_pnd0_pnu_r30_1	mcasp1_mux1	sp0_skt0	ehppwm0B	ehppwm0B	mcasp0_fsx	B13	Allocated (Group: mcasp0_pins)
P9_30	102	0x698/198	SPI1_D1	112	gpio[16]	pr1_pnd0_pnu_r31_2	pr1_pnd0_pnu_r30_2	mmc2_swd_mux1	sp0_d1	ehppwm0_trigone	ehppwm0B	mcasp0_axr0	D12	Allocated? Mcasp0 pins? Check.
P9_31	100	0x690/190	SPI1_SCK	110	gpio[14]	pr1_pnd0_pnu_r31_0	pr1_pnd0_pnu_r30_0	mmc2_swd_mux1	sp0_sktk	ehppwm0A	ehppwm0A	mcasp0_actkr	A13	Allocated (Group: mcasp0_pins)
P9_32			VADC											Voltage Reference for ADC (NB: 1.8V)
P9_33			AIN4										C8	NB: 1.8V tolerant
P9_34			AGND											Ground for ADC
P9_35			AIN6										A8	NB: 1.8V tolerant
P9_36			AIN5										B8	NB: 1.8V tolerant
P9_37			AIN2										B7	NB: 1.8V tolerant
P9_38			AIN3										A7	NB: 1.8V tolerant
P9_39			AIN0										B6	NB: 1.8V tolerant
P9_40			AIN1										C7	NB: 1.8V tolerant
P9_41A	109	0x694/194	CLKOUT2	20	gpio[20]	EMU3_mux0	pr1_pnd0_pnu_r31_16	timer7_mux1	chout2	tdtkin		xdma_event_int1	D14	Both signals are connected to P21 of P11
P9_41B	108	0x694/194	GPIO3_20	116	gpio[20]	pr1_pnd0_pnu_r31_6	pr1_pnd0_pnu_r30_6	emu3	mcasp0_axr0	eQEP0_index	mcasp0_axr1	mcasp0_axr1	D13	Both signals are connected to P21 of P11
P9_42A	89	0x684/184	GPIO0_7	7	gpio[7]	xdma_event_int2	mmc0_swp	sp0_sktk	pr1_escp0_escp_capin_spswm_0	sp0_cst1	uart3_bnd	eCAP0_in_PWM0_out	C18	Both signals are connected to P22 of P11
P9_42B			GPIO3_18	114	gpio[18]	pr1_pnd0_pnu_r31_4	pr1_pnd0_pnu_r30_4		Mcasp1_actkr	Mcasp0_axr2	eQEP0A_in	Mcasp0_actkr	B12	Both signals are connected to P22 of P11
P9_43			GND											- See P2.50 of the SRM
P9_44			GND											Ground
P9_45			GND											Ground
P9_46			GND											Ground
P9_Header	cat SPINS	ADDR +	Name	GPO NO.	Mode7	Mode6	Mode5	Mode4	Mode3	Mode2	Mode1	Mode0	CPU	Notes
	Allocated	44e10000		(Mode7)										For updates see: www.derekmolloy.ie

Please e-mail me directly at derek@derkemolloy.ie if you notice a mistake. Thanks Frank for the PRU work!

Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2,1,0
Stew Control	Receiver Active	Pullup/Pulldown	Enable Pullup/Pulldown	Mux Mode
0 Fast	0 Disable	0 Pulldown select	0 Disabled	000 Mode 0 to
1 Slow	1 Enable	1 Pullup select	1 Disabled	111 Mode 7

e.g. OUTPUT GPIO(mode7) 0x27 pulldown, 0x17 pullup, 0x1F no pullup/down
e.g. INPUT GPIO(mode7) 0x27 pulldown, 0x37 pullup, 0x1F no pullup/down

Tabla C.4: Tabla con todas las configuraciones posibles de los pines del conector P9 de la BBB. Obtenida de Molloy 2022.

manual de referencia del sistema (TI 2013) se encuentra una tabla con la asignación de función de cada pin de los conectores en cada modo. En las tablas C.3 y C.4 se indican las señales de cada pin de los conectores P8 y P9 respectivamente. En ellas se incluyen todos los datos necesarios para su programación en el desarrollo de este proyecto. Éstos son:

- Número físico del pin de cada conector en columna 1.
- Número de pin del microprocesador (este dato no nos hace falta).
- ADDR/OFFSET Indica el número que hay que sumar a la dirección de memoria 0x44e10000 (si utilizamos el dato ADDR) y 0x44e10800 (si tomamos OFFSET) para obtener la dirección de memoria correspondiente al pin. Este dato se necesita para configurar el árbol de dispositivos de la tarjeta (Device Tree de siglas DT) del que se hablará más adelante.
- GPIO NO es el número de GPIO para dirigirse por software. Muy importante para el desarrollo del código.
- La siguiente columna indica el nombre genérico de la señal que se asigna al pin. Tampoco lo utilizaremos.
- En la columna “mode7” se muestran las señales cargadas en modo 7. Como se ve, casi todos los pines son GPIOs si se les configura en modo 7.
- Finalmente, a título de ejemplo, la última columna enumera las señales de cada pin correspondientes a la configuración en modo 6. Como puede verse, a través de algunos pines, es posible acceder a señales de las PRUs.

No obstante, para una información más detallada debe consultarse el manual de referencia de la tarjeta BeagleBone Black (Coley 2014), páginas 83 a 86, y el manual de referencia técnica del microprocesador (TI 2013), páginas 758 y siguientes.

Esta información es suficiente para configurar la BBB para nuestros fines. En la tabla C.5 se muestra la relación de pines de los conectores P8 y P9 empleados en este proyecto. Se indica en distintas columnas el tipo de conexión dentro de la BBB (GPIO, PRU, I2C, etc.), identificación de la señal en el proyecto y su función.

Hasta 2014, la BBB venía de fábrica con el OS Linux de Angstrom (kernel 3.8) cargado en su memoria flash de 4GB (2GB inicialmente en la versión B). Actualmente trae el OS Debian en su versión 10. Al conectar la alimentación, ya sea por USB o por el conector de entrada de alimentación, el OS arranca en unos 30 s, quedando la tarjeta preparada para funcionar con

todas las funcionalidades de cualquier otra máquina Linux. Es posible cargar otros sistemas operativos como Linux Ubuntu o Android a través de la tarjeta micro-SD.

Si se utiliza Windows o Mac para conectarse con ella a través de USB, habrá que cargar previamente los drivers correspondientes. En este proyecto se utilizan las distribuciones Linux Debian.

Finalmente, el acceso a la BBB, se puede hacer a través del puerto USB de usuario o a través del conector de red, utilizando un explorador como Mozilla o Chrome. También puede establecerse la comunicación mediante un terminal de comunicaciones en SSH (Secure Shell) como Putty, Hiperterminal o RealTerm. La dirección IP que trae programada la BBB es la 192.168.7.2.

En caso de utilizar Linux, se establece la comunicación mediante la aplicación ssh llamada directamente desde un terminal en línea de comandos (`ssh 192.168.7.2 -l root`) entrando como usuario root e introduciendo la clave de acceso que en el caso de Ansgtrom no hay contraseña, se entra directamente. En el caso de OS debian, hay que entrar con el usuario debian (`ssh 192.168.7.2 -l debian`) y luego programar la contraseña del usuario "root".

MODULO	PIN BBB	GPIO N°	IDENT	FUNCIÓN
PRU1	P8-27		CLK	Salida reloj ADCs (PRU)
PRU1	P8-28		CONV	Salida CONV ADCs (PRU)
GPIO	P8-30	89	D	DATO (0,1)
GPIO	P8-31	10	A0	Selección puerta
GPIO	P8-32	11	A1	Selección puerta
GPIO	P8-33	9	A2	Selección puerta
GPIO	P8-34	81	A3	Selección E de banco de coincidencia
GPIO	P8-35	8	A4	Selección E de banco de coincidencia
GPIO	P8-36	80	E	Enable para banco de coincidencia
GPIO	P8-37		E	Enable para Buffers
PRU1	P8-39		DATA	DATA ADC 1 (PRU)
PRU1	P8-40		DATA	DATA ADC 2 (PRU)
PRU1	P8-41		DATA	DATA ADC 3 (PRU)
PRU1	P8-42		DATA	DATA ADC 4 (PRU)
PRU1	P8-43		DATA	DATA ADC 5 (PRU)
PRU1	P8-44		DATA	DATA ADC 6 (PRU)
PRU1	P8-45		DATA	DATA ADC 7 (PRU)
PRU1	P8-46		DATA	DATA ADC 8 (PRU)
I2C1	P9-17		SCL	Control ADC y DAC HV
I2C1	P9-18		SDA	Control ADC y DAC HV
PRU0	P9-28		IN C1	Impulso coincidencia banco 1
PRU0	P9-29		IN C2	Impulso coincidencia banco 2
PRU0	P9-30		IN C3	Impulso coincidencia banco 3
PRU0	P9-31		IN C4	Impulso coincidencia banco 4
	P9-1		GND	GND
	P9-2		GND	GND
	P9-3		+3,3 V	+3,3 V
	P9-4		+3,3 V	+3,3 V
	P9-5		+5 V	+5 V
	P9-6		+5 V	+5 V
ADC	P9-34		GND	GND entradas analógicas
ADC	P9-37		MON1	Monitor HV 1
ADC	P9-38		MON2	Monitor HV 2
ADC	P9-39		MON3	Monitor HV 3
ADC	P9-40		MON4	Monitor HV 4

Tabla C.5: Distribución de pines empleados en los conectores P8 y P9 de la BBB en este proyecto.

Anexo D

Módulo Amplificador y discriminador de niveles LLD/ULD

Este módulo se compone de dos circuitos: el amplificador de entrada y el discriminador de niveles LLD/ULD. El esquema completo se muestra en la Fig. D.6.

D.1 Amplificador

Como puede verse en la Fig. D.1, el amplificador está compuesto por un amplificador operacional en configuración no inversora. La señal de entrada, procedente del preamplificador llega a la entrada no inversora a través del conector P1. En paralelo se ha añadido una resistencia R2 de 50 Ω para adaptar la impedancia de entrada del circuito a la del cable RG-58 por el que llega la señal.

El circuito de ganancia está compuesto por el divisor de tensión formado por la resistencia variable GAIN1 y R1. Con él se ajusta el porcentaje de la señal de salida que se aplica a la entrada inversora del OA U1 como realimentación negativa. La ganancia G de este circuito viene dada por la expresión:

$$G = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 1 + \frac{GAIN1}{R1} \quad (D.1)$$

Donde V_{IN} es el nivel de la señal de entrada y V_{OUT} el nivel de la señal de salida del circuito. Por tanto, con los valores de las resistencias del circuito, tendremos un posible ajuste de ganancia entre 1 y 10.

La resistencia variable OFFSET1 sirve para eliminar la componente de corriente continua

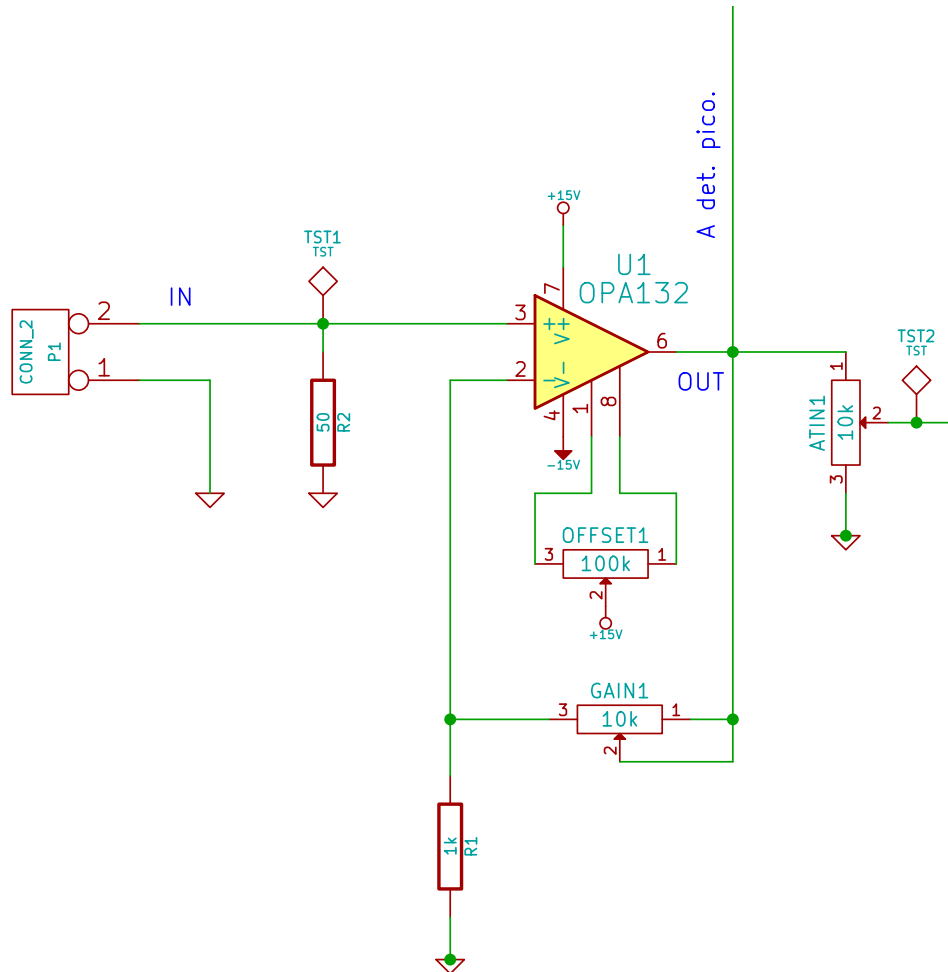


Figura D.1: Esquema electrónico del amplificador de entrada.

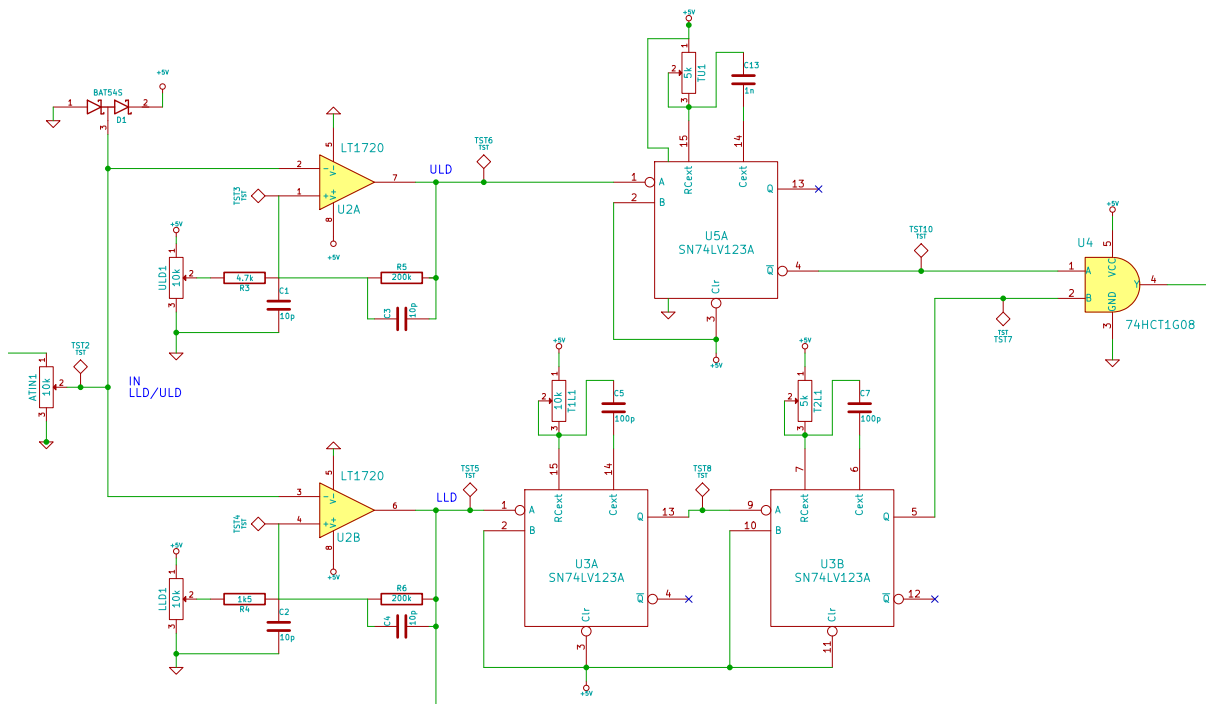


Figura D.2: Esquema electrónico del circuito discriminador de nivel LLD y ULD.

de la salida. Se ajusta hasta obtener 0 V de DC con la entrada conectada a masa ($V_{IN} = 0$).

Finalmente, se ha añadido una resistencia variable a la salida, para reducir el nivel nominal máximo de 13 V, necesarios para el detector de pico, a un máximo de 5 V, teniendo una señal proporcional que ataca al discriminador de niveles, cuyos componentes (comparadores, monoestables y puerta AND) funcionan con alimentación de +5 V DC.

El OA elegido es el OPA132 de Texas Instruments (TI 1995), el mismo que se utiliza en el preamplificador. Funciona con alimentación de hasta ± 18 V tiene un Slew Rate de $20V/\mu s$, lo que significa que para alcanzar el máximo (13 V) en los pulsos más altos, necesitará un tiempo de 650 ns. Este tiempo es importante para el diseño del circuito que se expone a continuación.

D.2 Discriminador de niveles LLD y ULD

En la Fig. D.2 se muestra el circuito LLD/ULD. La señal procedente del atenuador ATIN1 pasa directamente a los dos OAs comparadores: U2A conmuta a nivel bajo cuando la señal supera el umbral ULD, determinado por el potenciómetro ULD1; y U2B hace lo mismo cuando la señal supera el umbral LLD definido por el potenciómetro LLD1. Como puede verse, ambos circuitos

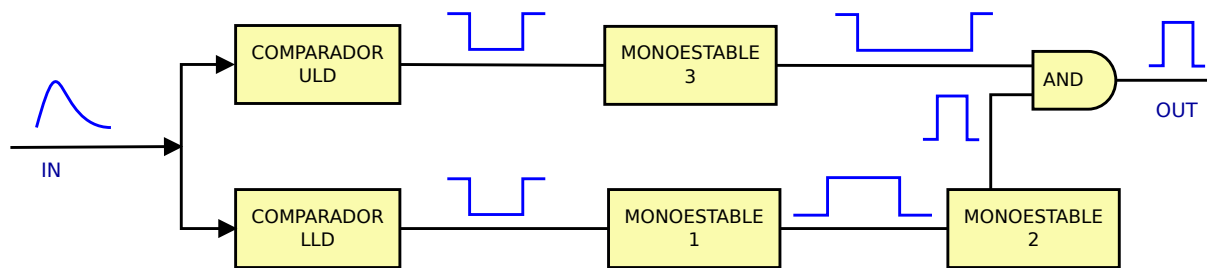


Figura D.3: Esquema en bloques del circuito discriminador de nivel LLD y ULD.

comparadores son similares en diseño. Los comparadores tienen realimentación positiva para que, a su salida, sólo pueda darse el caso de nivel alto o nivel bajo. Las resistencias de realimentación de 200 k Ω , junto a los potenciómetros de ajuste, sirven para generar histéresis, evitando que el ruido genere oscilaciones a la salida en valores cercanos al umbral de ajuste.

Los comparadores utilizados, LT1720 de Linear Technology (LT 1998), tienen un tiempo de conmutación corto (de 4,5 a 7 ns), son de bajo consumo (4 mA por comparador) y están optimizados para trabajar con tensiones de alimentación entre 3 y 5 V.

Los monoestables empleados son una evolución de los típicos 74123 de la familia TTL, en este caso los 74LV123A (TI 1998). Tienen un tiempo de propagación de 11 ns y funcionan con tensiones de alimentación entre 2 y 5 V.

La puerta AND empleada es la 74HCT1G08GV (Nexperia 2022) que funciona entre 2 y 6 V DC de alimentación y tiene un tiempo de propagación típico de 7 ns.

En la PCB hay un total de 8 ajustes entre los dos circuitos, dos para el amplificador (Ganancia y OFFSET) y 6 para el circuito LLD/ULD, que son: nivel de entrada, umbrales LLD y ULD, tiempo de retardo de salida de pulso, ancho de pulso de salida y ancho del pulso ULD.

En la Fig. D.3 se incluye el esquema en bloques del circuito discriminador LLD/ULD. El pulso de entrada, tras ser amplificado, llega a los comparadores. El comparador LLD genera un nivel bajo tras superar el umbral ajustado. Éste activa el inicio de la generación de un pulso de retardo en el monoestable 1, cuya duración se ajusta por encima del tiempo que tarda en llegar el pico del pulso. El flanco de bajada de este pulso dispara el inicio del pulso generado por el monoestable 2, que será el que tendremos a la salida de la puerta AND cuando el monoestable 3 ponga un nivel alto en la otra entrada de la puerta AND. La salida del monoestable 3 está siempre a nivel alto excepto cuando se ha detectado con el comparador ULD un pulso más alto del umbral fijado. Cuando esto ocurre, el comparador dispara el monoestable 3 para que ponga un nivel bajo a la entrada de la puerta AND el tiempo suficiente para cerrar la salida al pulso generado por el monoestable 2.

Para poder eliminar un pulso que supere el umbral ULD, lógicamente, hay que esperar a

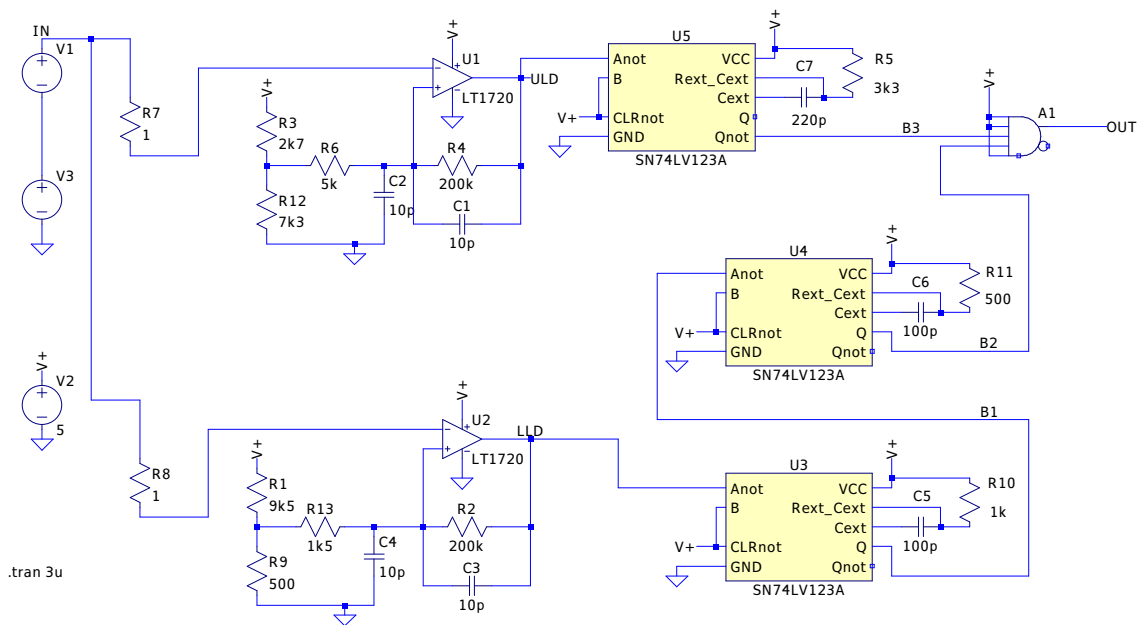


Figura D.4: Esquema del circuito LLD/ULD utilizado para la simulación.

que el pulso haya superado ese máximo umbral. En el peor de los casos, que sería en el alto de pulso máximo a la salida del amplificador de entrada sin distorsión (13 V), con un Slew Rate del OA de $20 \text{ V}/\mu\text{s}$ y con un umbral LLD de 0,6 V, una vez detectado el LLD habría que esperar el tiempo que tarda el amplificador en aumentar su salida en 12,4 V (13 - 0,6) que serían 620 ns.

En la Fig. D.4 se muestra el esquema del circuito LLD/ULD empleado para la simulación de su funcionamiento. No debe confundirse la nomenclatura empleada en este esquema de simulación con la del resto de figuras en las que se emplea el esquema real de diseño.

A continuación se explican los cronogramas de la Fig. D.5, que corresponden a las señales de los puntos más característicos del circuito obtenidas mediante la simulación. En el panel izquierdo, se muestra el caso en el que la señal de entrada $V(\text{in})$ supera el umbral ULD y, en el derecho, el caso en el que no lo supera, generándose un pulso de salida $V(\text{out})$ sólo en el segundo caso.

La señal $V(\text{in})$ intenta imitar de forma aproximada a la procedente del amplificador. Se le ha superpuesto una señal de ruido para comprobar la efectividad del circuito de histéresis. La señal $V(\text{lld})$ es la salida del comparador LLD y se pone a nivel bajo desde que el pulso sobrepasa los 0,25 V del umbral LLD configurado, hasta que cae de nuevo por debajo, es decir, prácticamente toda la duración del pulso. Su flanco de bajada, genera un pulso de 600 ns en la salida Q del

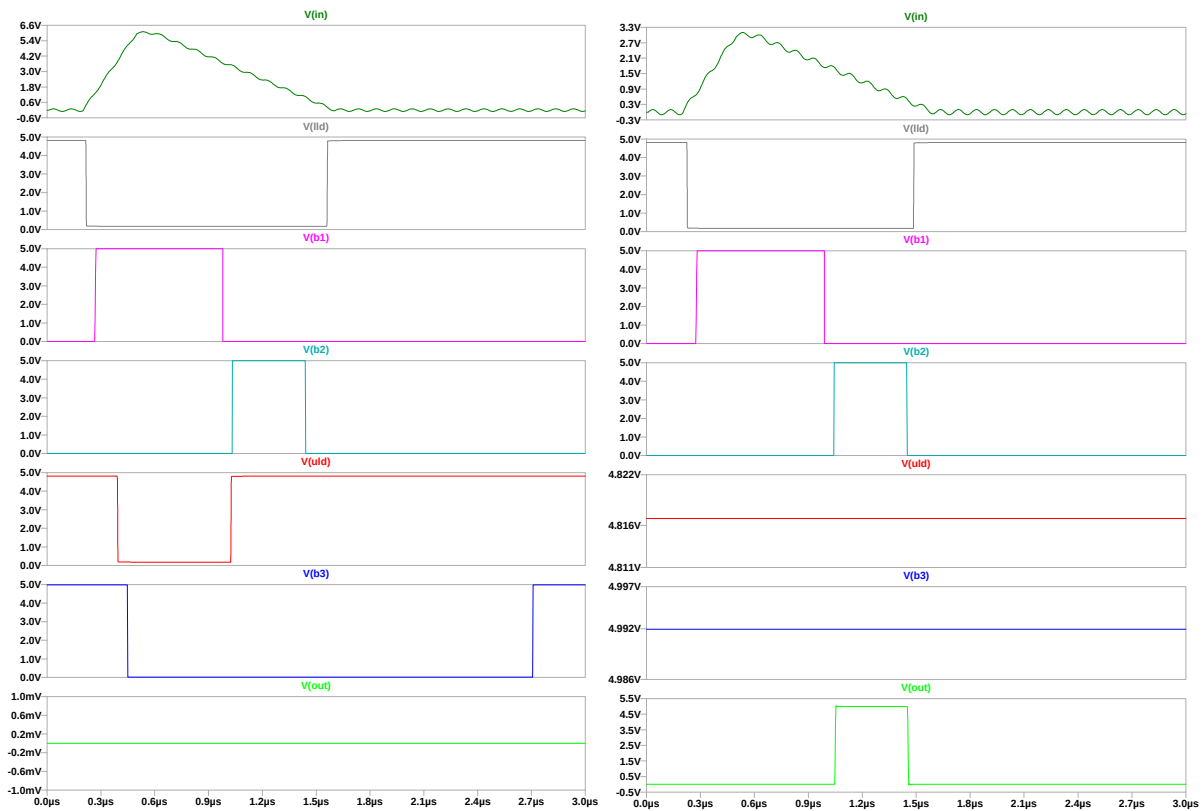


Figura D.5: Cronograma de señales del circuito LLD/ULD. A la izquierda el caso en que la altura de pulso de la señal de entrada $V(IN)$ sea superior al umbral ULD. A la derecha, el caso en que es inferior y superior al umbral LLD. En la parte inferior la salida del circuito: un pulso TTL cuando la amplitud de la señal de entrada está entre ambos umbrales.

monoestable U3 (señal $V(b1)$). Esa duración es ajustable en el circuito real y determina el retardo suficiente para que la señal de entrada haya pasado ya por su máximo. El flanco de bajada de dicha señal $V(b1)$ provoca un pulso cuadrado a la salida del monoestable U4 (señal $V(b2)$) de 500 ns. Este pulso se reflejará a la salida de la puerta AND si, en ese momento, la salida Q del monoestable U5 está a nivel alto. Dicha salida está siempre a nivel alto, salvo que el pulso de entrada supere el umbral ULD, momento en que se genera el nivel bajo mostrado en la señal $V(b3)$ del panel izquierdo. En dicho panel, el nivel bajo de $V(b3)$ se ha ajustado en $2,5 \mu s$, sin embargo en la práctica se ha visto que con 1250 ns es suficiente. En el panel derecho, las señales $V(uld)$ y $V(b3)$ permanecen a nivel alto todo el tiempo, pues la señal de entrada no supera el umbral ULD, provocando que el pulso $V(b2)$ aparezca a la salida de la puerta AND.

Si un pulso de entrada no llega a superar el nivel LLD, la señal $V(lld)$ permanecerá en nivel alto y no se genera ninguna salida en los monoestables, permaneciendo $V(b1)$ y $V(b2)$ a nivel

bajo, por lo que tampoco habrá pulso de salida en la puerta AND, provocando así que los pulsos de entrada por debajo del umbral LLD sean ignorados.

El resultado final, que es la señal V(out) (en verde, en la parte inferior de ambos paneles de la Fig. D.5), es que se genera un pulso TTL de 500 ns de ancho con un retardo de 600 ns con respecto al instante en que se supera el umbral LLD, cuando a la entrada hay un pulso, cuya amplitud está entre los umbrales ajustados para LLD y ULD. Este pulso es el que pasa al módulo de coincidencias para ser tratado.

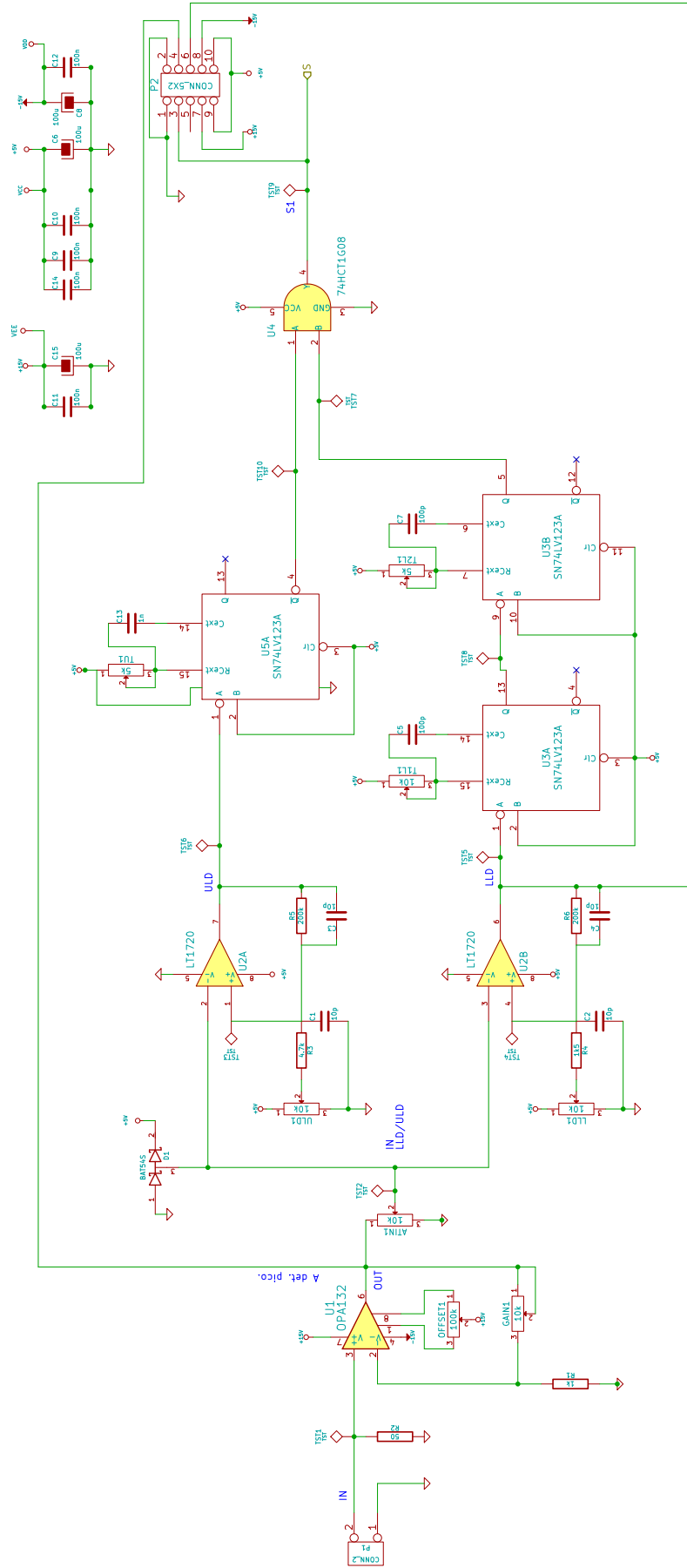


Figura D.6: Esquema electrónico del amplificador de entrada.

Anexo E

Módulo Detector de Pico y Conversor Analógico a Digital (ADC)

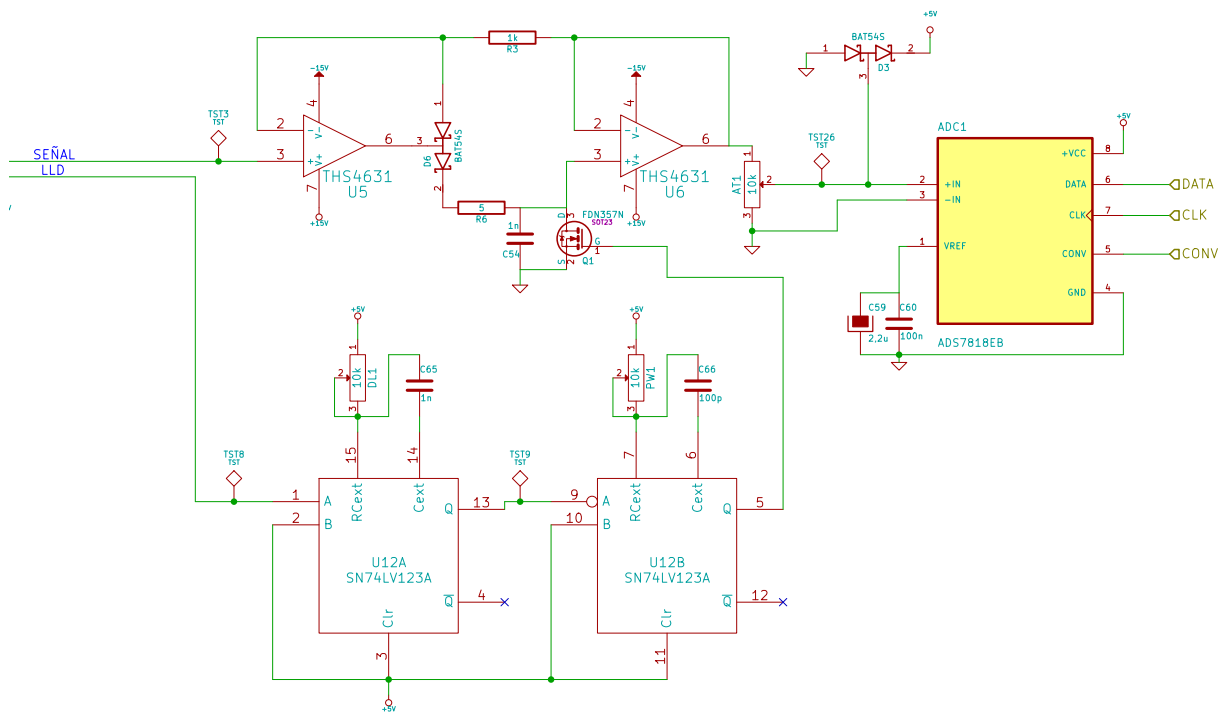


Figura E.1: Esquema real del circuito detector de pico y ADC para un canal de entrada.

En este anexo se incluye información técnica ampliada del detector de pico y del ADC.

El circuito real implementado del detector de pico y ADC se muestra en la Fig. (E.1). Como puede observarse, hay dos líneas de entrada: una con la señal generada a la salida del com-

parador del circuito LLD y otra la señal de entrada tomada del amplificador directamente. A continuación se explica su funcionamiento.

E.1 Detector de pico

Siguiendo el esquema de la Fig.E.1, los pulsos procedentes del amplificador llegan a la entrada no inversora de U5, siendo amplificados en corriente por el OA U5 y cargando el condensador C54 a través del diodo D6 y la resistencia R6. El voltaje del condensador se ve reflejado a la salida del OA U6, en el pin 1 del potenciómetro AT1, el cual sirve para atenuar la señal que se envía al ADC, pues éste admite un voltaje de entrada máximo de 5 V. Hay que tener en cuenta que el voltaje máximo de pulso que saldrá por el pin 6 de U6 será de 13 V una vez hechos los ajustes de ganancia del canal. Por ello, AT1 debe ajustarse a una atenuación de $\approx 5/13$.

Todos los pulsos generan a la salida del detector de pico un nivel de DC igual a la altura del pulso. Los monoestables (U12A y U12B) están ajustados para que, al cabo del tiempo necesario para leer los ADCs ($5 \mu s$), se produzca un pulso de la duración necesaria (300 ns) en la puerta del transistor Q1 para que éste entre en conducción y descargue el condensador C54. DL1 se ajusta para generar un pulso de $5 \mu s$ y PW1 para generar un pulso de 300 ns. El inicio de tiempo se produce con el flanco de bajada de la señal LLD que llega a la pata 1 del monoestable U12A. Este proceso ocurre con todos los pulsos, es decir, el alto de pulso es medido para todos los pulsos que superan el umbral LLD y reflejado a la salida de este circuito y a la entrada del ADC. Sin embargo, sólo se realiza la conversión analógico-digital por los ADCs de los ocho canales, cuando hay una coincidencia a 8. Del protocolo de lectura de los ADCs se encarga la PRU1 de la BBB, proceso que se detalla cuando se habla del software de esta PRU en la sección 5.3.5.

En el pin 2 del ADC se refleja el voltaje de altura de pulso detectado, procedente del atenuador AT1, el cual, como se ha dicho, se ajusta para que sea $5/13$ de la salida de U6. Para evitar daños en la entrada del ADC, se añade el doble diodo D3, que impide que la señal de entrada pueda superar los márgenes de la alimentación, es decir, no podrá estar por encima de 5 V ni por debajo de 0 V.

E.2 ADC

El chip ADC elegido para la conversión analógico a digital es el ADS7818 de Burr-Brown®, cuya PCB con todos sus los componentes se ilustra en la Fig. E.2 y cuyo esquema de conexiona-



Figura E.2: Fotografía de la PCB del módulo detector de pico y ADC con todos sus componentes montados.

do se muestra en la Fig. E.3. Si se observa el esquema completo del circuito implementado (Fig. E.6), se comprueba que se han seguido las indicaciones del fabricante. Como puede verse, es un chip que no necesita prácticamente nada, salvo los condensadores de estabilización y filtrado en la alimentación y en el pin 1 que conecta internamente con la fuente de tensión de referencia de 2,5 V que genera el propio integrado. Tomando esta referencia interna, se admite una entrada de señal de hasta 5 V en el pin 2. Ésta es la configuración adoptada en este diseño, aunque, según el fabricante, por el pin 1 de V_{REF} puede conectarse una fuente de tensión de referencia externa, entre 2 y 2,55 V, para medir tensiones de entrada entre 4 y 5,1 V.

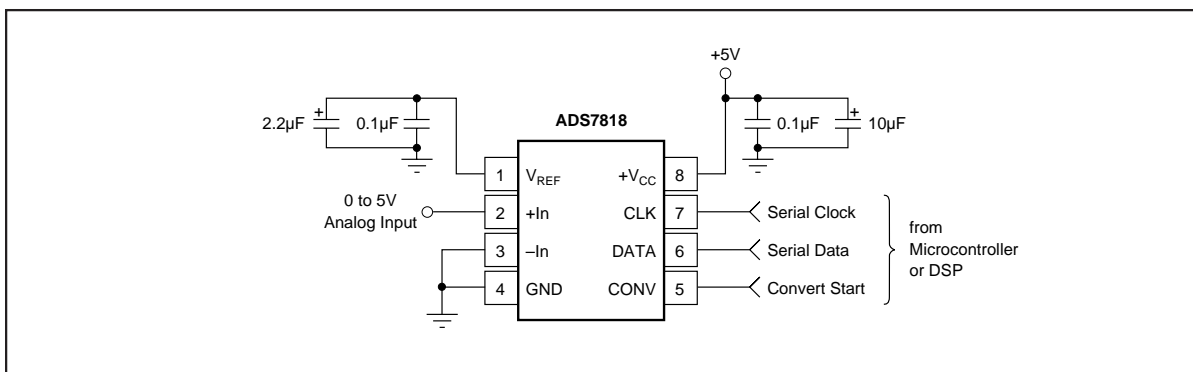


Figura E.3: Esquema de conexionado del ADC ADS7818 según la hoja de datos del fabricante (Burr-Brown 1998).

La comunicación con el chip se resuelve a través de tres pines, el 5 (Convert, que llamaremos CONV), el 6 (Data, que denominaremos DATA) y el 7 (Clock, que nombraremos como CLK), los cuales se conectan directamente al procesador en tiempo real PRU1 de la BBB. Según el fabricante, puede controlarse el ADC de dos formas distintas: mediante señal de reloj continua

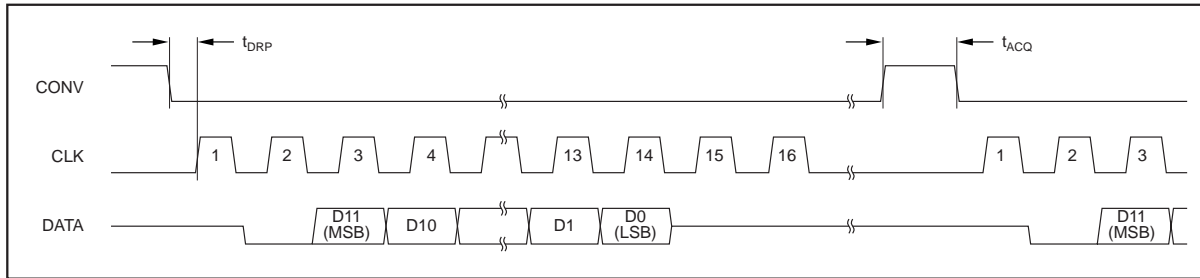


Figura E.4: Cronograma con las señales de comunicación para la lectura de datos del ADC ADS7818, según la hoja de datos del fabricante Burr-Brown 1998.

o discontinua. En este diseño se ha elegido hacerlo de forma discontinua, pues sólo se generan la comunicación y las señales necesarias (entre ellas CLK) en el momento en que se produce una coincidencia a 8.

La señal CONV sirve para avisar al ADC del inicio de proceso de conversión (véase cronograma de señales de comunicación en la Fig. E.4). Con el flanco de bajada de CONV el ADC pasa de modo SAMPLE a modo HOLD, es decir, el voltaje que se encontraba en ese instante en la pata 2 se mantiene internamente para ser convertido a un valor digital. Aunque no hay un sincronismo entre CONV y la señal de reloj CLK, esta última debe iniciarse en un tiempo máximo de $5 \mu s$ desde el flanco de bajada de CONV (t_{DRP} en la Fig. E.4) (según Burr-Brown 1998).

Después del primer flanco de bajada de CLK, el pin DATA pasa de alta impedancia a nivel bajo, indicando el inicio de la conversión. A partir de ahí, con cada flanco de bajada de CLK y durante el tiempo de un ciclo de reloj, se podrá leer en el pin DATA un nivel, alto o bajo, correspondiente a un bit y comenzando por el bit de más peso (MSB) hasta llegar al duodécimo flanco de bajada de reloj, en el que tendremos en DATA el bit de menor peso (LSB). Con los 12 bits se conforma el número de cuantificación que estará comprendido entre 0 y 4095, correspondiendo a los voltajes de entrada de 0 a 5 V. Es decir, tenemos una resolución de cuantificación en el ADC de 1,22 mV. La resolución real en la señal de entrada (R_{IN}) debe calcularse en proporción a la máxima señal de entrada admitida ($V_{IN(MAX)}$) una vez ajustada la ganancia. Es decir,

$$R_{IN} = V_{IN(MAX)} \frac{1,22 \cdot 10^{-3}}{5} = \frac{V_{IN(MAX)}}{4096} \quad (E.1)$$

Una vez leídos los 12 bits, se envían dos ciclos más de CLK y, tras el flanco de bajada de CLK, el paso a nivel alto de CONV deja al ADC a la espera de un nuevo ciclo de lectura. El nivel alto en CONV debe permanecer, al menos, 350 ns, que es el tiempo de adquisición. En

este caso no hay problema, pues CONV está siempre a nivel alto y cambia cuando se inicia la lectura de un nuevo pulso, cosa que tarda mucho más tiempo con la frecuencia de pulsos en coincidencia a 8 ($\approx 2000 \text{ min}^{-1}$), es decir, cada 30 ms de media.

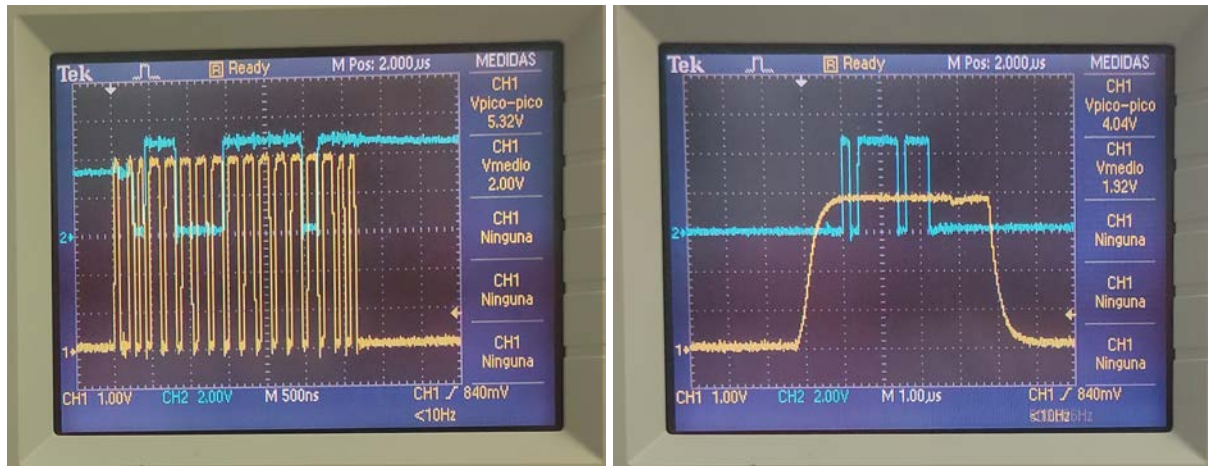


Figura E.5: Imágenes de señales tomadas con el osciloscopio del módulo detector de pico y ADC. A la izquierda, trama generada por PRU1 como señal CLK (amarillo) y salida de datos (DATA) del ADS7818 (en azul). A la derecha señales del detector de pico (amarillo) y de la salida de datos (DATA) en azul, en uno de los experimentos de prueba del software de la PRU1.

En la Fig. E.5 puede observarse un ejemplo de señales tomadas con el osciloscopio mientras se comprobaba el resultado de lectura del código de programa generado para la lectura del ADC con PRU1. En la pantalla de la izquierda, la señal amarilla es la señal de CLK generada por la PRU1 y la salida DATA del ADC es la de color azul. Puede observarse que los niveles bajos son más cortos que los niveles altos en los 12 ciclos de lectura, lo cual se ha programado así intencionadamente para reducir el tiempo total. En la pantalla de la derecha se muestra la señal de salida del detector de pico (amarillo) y la señal DATA de salida del ADC (azul).

Si se observa detenidamente la señal amarilla de la imagen de la izquierda (CLK), se ve que está adaptada a lo expuesto anteriormente con un pequeño añadido. El fabricante dice que el flanco de bajada de la señal CONV debe producirse, como mínimo, 10 ns después del flanco de bajada de CLK. Aunque en este diseño esa condición no se va a dar, como medida de seguridad, se genera un nivel alto de reloj (de 70 ns) al inicio de cada proceso de lectura y se esperan 40 ns para poner CONV a nivel bajo, se esperan otros 50 ns y se inicia el siguiente flanco de subida de CLK. En total un primer ciclo de 160 ns. Como puede observarse, a continuación hay dos ciclos de reloj iniciales y dos finales más cortos (duran 140 ns cada uno). Los doce intermedios duran un poco más en su nivel alto (135 ns), siendo todos los niveles bajos de 70 ns. En esos niveles altos es cuando se está produciendo la lectura del nivel DATA por la PRU1. La lectura

de los 8 canales se realiza en 80 ns (10 ns por canal) y se introduce un retardo de 25 ns al inicio y de 30 ns al final de cada nivel alto de reloj, por lo que cada nivel alto en los ciclos de lectura dura un total de 135 ns. Por tanto, el total de todo el proceso de captura de los altos de pulso de los 8 PMTs y que coincide con la duración total de toda la trama en la pantalla del osciloscopio es de $3,18 \mu s$. El detalle de todos estos tiempos puede comprobarse en el código software en el anexo J, sección 5.3.5.

En esta imagen puede deducirse el valor de cuantificación que está generando el ADC, con tal de tomar el nivel de la señal azul justo encima de los 12 niveles altos de pulso de CLK más largos. En este caso es 110001111101 en binario, que equivale a 3197 y que, según la resolución vista anteriormente corresponde a 3,9 V.

Obsérvese también en la misma imagen que la señal DATA (azul), en su inicio tiene un valor intermedio entre el nivel alto y bajo. Esto es debido a que se encuentra en estado de alta impedancia hasta que llega el primer flanco de bajada de CLK después de ponerse CONV a nivel bajo, como se ha visto en la Fig. E.4.

Según se ha explicado el funcionamiento del detector de pulso, el nivel en el detector de pico se mantiene durante $5 \mu s$, lo cual puede verse en la imagen de la derecha (señal amarilla), en consecuencia, el máximo número de pulsos que podrían leerse sería de $200.000 s^{-1}$, valor muy por encima del necesario en esta aplicación, en la que el flujo esperado máximo es inferior a $400 s^{-1}$.

Para que todo este proceso de comunicación se haga en el menor tiempo posible, la señal CONV la envía la PRU simultáneamente a los ocho módulos ADC, ya que están conectadas entre sí al mismo punto eléctrico. Lo mismo ocurre con la señal de reloj. Esto simplifica el conexionado y permite leer en cada ciclo los ocho ADCs. Las señales DATA son independientes y llegan directamente a ocho entradas, cuyo estado se refleja directamente en 8 bits de un registro (r31) de la PRU1. De esta forma, con operaciones entre registros que duran 5 ns, se recomponen las 8 palabras de 12 bits correspondientes a los ocho valores de altura de pulso medidos en cada operación de acceso a datos de los ADCs cuando se produce una coincidencia a 8. Este protocolo de comunicación se explica también al presentar el software de la PRU1 en la sección 5.3.5.

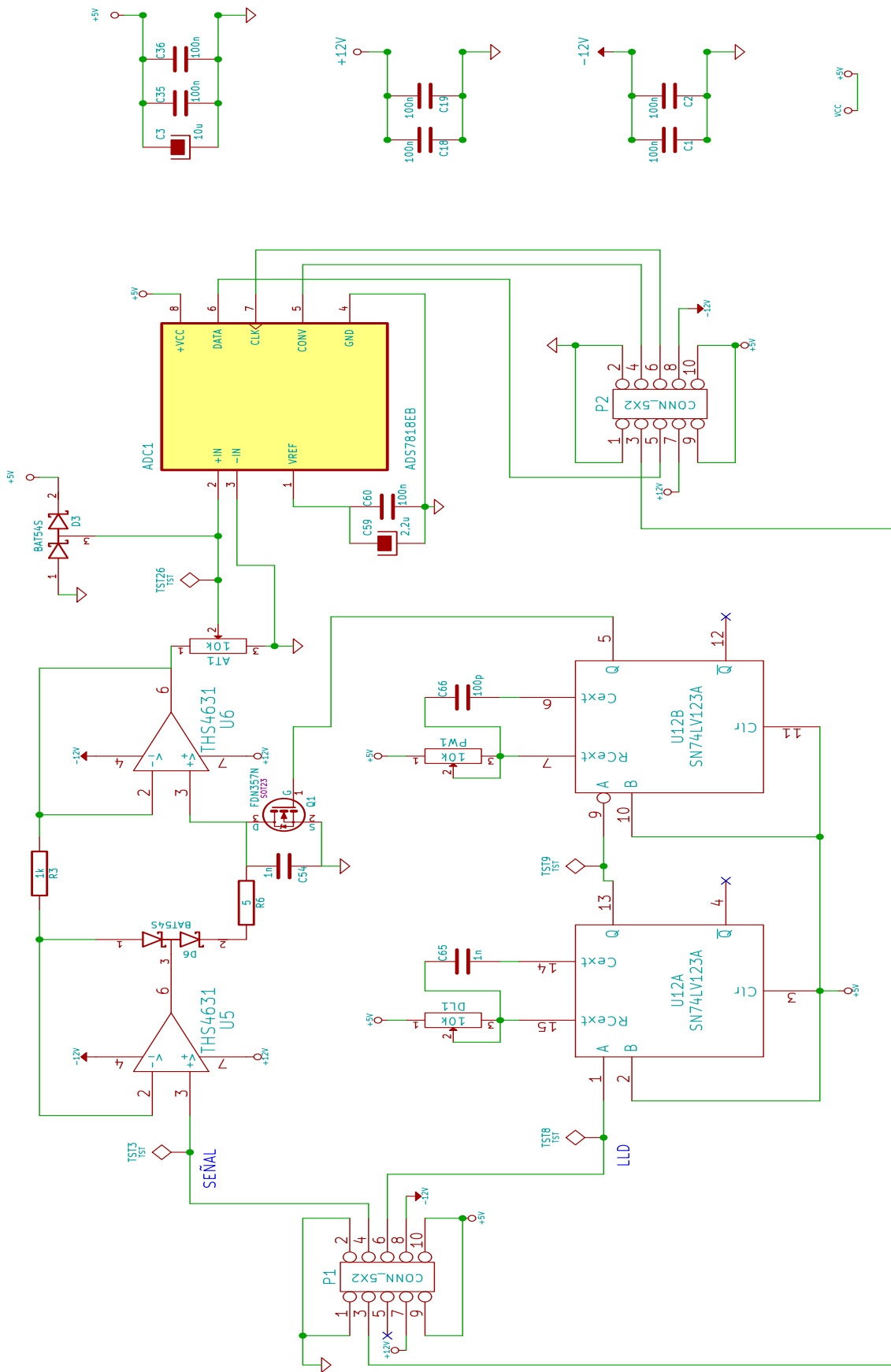


Figura E.6: Esquema electrónico completo del módulo detector de pico y ADC

Anexo F

Módulo de matriz de coincidencias y SBC

Este módulo contiene dos circuitos: la electrónica de detección y configuración de los cuatro canales de coincidencia y la circuitería de conexión, adaptación y protección del ordenador monoplaca (SBC) elegido en este diseño, que es la Beaglebone Black. En la Fig. F.1 se muestra el conexionado de estos dos bloques.

En el bloque de coincidencias se observan las señales SC1 a SC4 que son las líneas que llevan los pulsos TTL de los cuatro canales de coincidencia a la BBB para su conteo. El conjunto de señales D, A0-A4 y E son las líneas de entrada (salida de la BBB) de dato, direccionamiento y *enable* para llevar a cabo la configuración de los canales de coincidencia. Las líneas IN1 a IN8 son las correspondientes a los ocho canales de entrada, procedentes del discriminador LLD/ULD. Estos pulsos son los que se someterán a detección de coincidencias. Las señales Ch1 a Ch8 son internas al módulo. El conector amarillo interconecta todo el conjunto con el módulo de interconexión.

El bloque BBB4 contiene la BBB y circuitos asociados. Las líneas DATA1 a DATA8, CLK y CONV son las empleadas para conectar con los ADCs y obtener el nivel de alto de pulso.

F.1 Matriz de coincidencias

El bloque de coincidencias, cuyo esquema completo se representa en la Fig. F.6 puede dividirse en cuatro circuitos principales: acondicionador de pulso de entrada, acondicionador de pulso de salida, configuración de cada canal detector de coincidencias y detector de coincidencias.

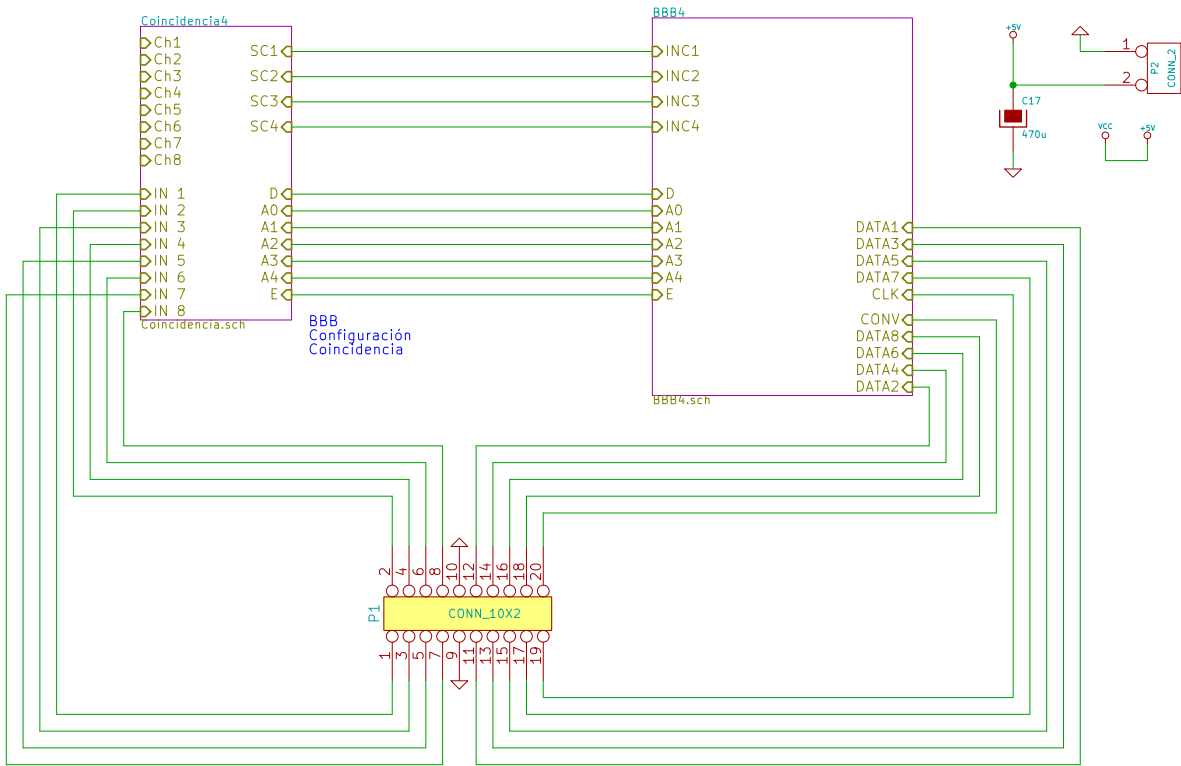


Figura F.1: Esquema electrónico del conexionado de los dos bloques que conforman módulo de coincidencias y SBC

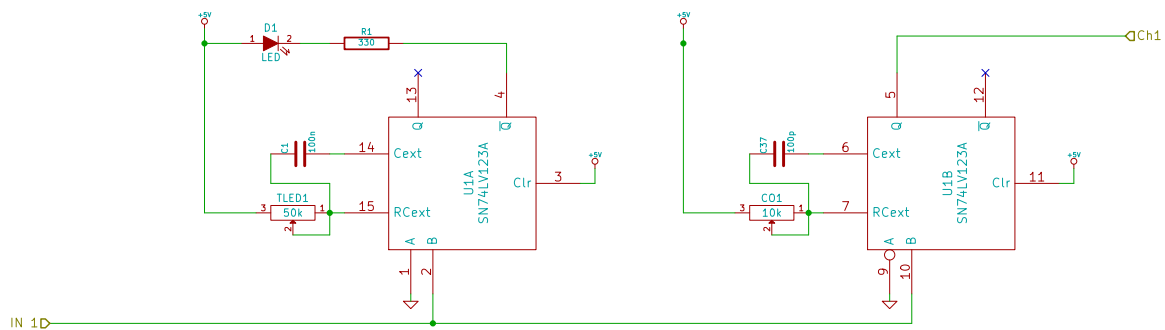


Figura F.2: Esquema electrónico del circuito acondicionador de pulso de entrada para el detector de coincidencias.

F.1.1 Acondicionador del pulso de entrada

Se muestra aquí el circuito de uno de los ocho canales. Como puede observarse en el esquema general de la Fig. F.6, cada entrada tiene el suyo y todos son idénticos. El circuito consta de dos monoestables tipo 74LV123A (hoja de características en TI 1998). El pulso procedente del circuito LLD/ULD (IN 1), llega a ambos. Ambos se disparan con el flanco de subida (entrada B) y ambos tienen una red RC formada por un condensador y una resistencia variable en sus pines C_{ext} y RC_{ext} . Mediante dicha red se ajusta el tiempo del pulso que genera el monoestable en su salida Q. El situado a la izquierda (U1A) genera un pulso ajustable (en 2 ms) para encender un diodo LED un tiempo suficiente para visibilizar mediante un destello cada pulso de entrada. El segundo monoestable genera un pulso ajustable de 200 ns que llega a la entrada de la puerta NAND junto con los generados por los otros canales configurados para la detección de coincidencias.

F.1.2 Acondicionador del pulso de salida

El circuito acondicionador de los pulsos de salida (Fig. F.3) es similar al referido en la sección F.1.1 anterior. Son dos monoestables disparados por el flanco de subida del pulso de salida de la puerta NAND. Uno (en la parte superior) para ajustar la luminosidad de un diodo LED que se ilumina con cada pulso de coincidencia en 4 ms y, el segundo, ajusta la duración del pulso que llega a la BBB para el conteo de los pulsos de uno de los cuatro canales de coincidencia. Esta duración debe ser mayor de $1 \mu s$ para garantizar que la PRU tiene tiempo de contar los impulsos de los cuatro canales de coincidencia y de realizar otras labores necesarias como mantenerse sincronizado para generar las etiquetas de tiempo. Concretamente, se ha ajustado en $2 \mu s$.

F.1.3 Configuración de coincidencias y detector

El corazón de este módulo son las cuatro puertas NAND que hacen la función de detección de coincidencias. Si sólo hubiera un detector de coincidencia a 8, no se necesitaría más que una con las 8 líneas de pulsos procedentes de los acondicionadores de entrada conectadas a la puerta NAND. Para conseguir cuatro detectores de coincidencia configurables se han añadido una serie de puertas OR y circuitos de memoria como muestra la Fig. F.5.

Una puerta NAND es una puerta AND con un inversor a su salida. Para que una puerta AND tenga un nivel alto a su salida, deben estar a nivel alto todas sus entradas. En una puerta NAND, para que a su salida haya un nivel bajo, debe tener todas sus entradas a nivel alto. Por eso, para conseguir distintas combinaciones de detección de coincidencia, se dejan permanentemente a

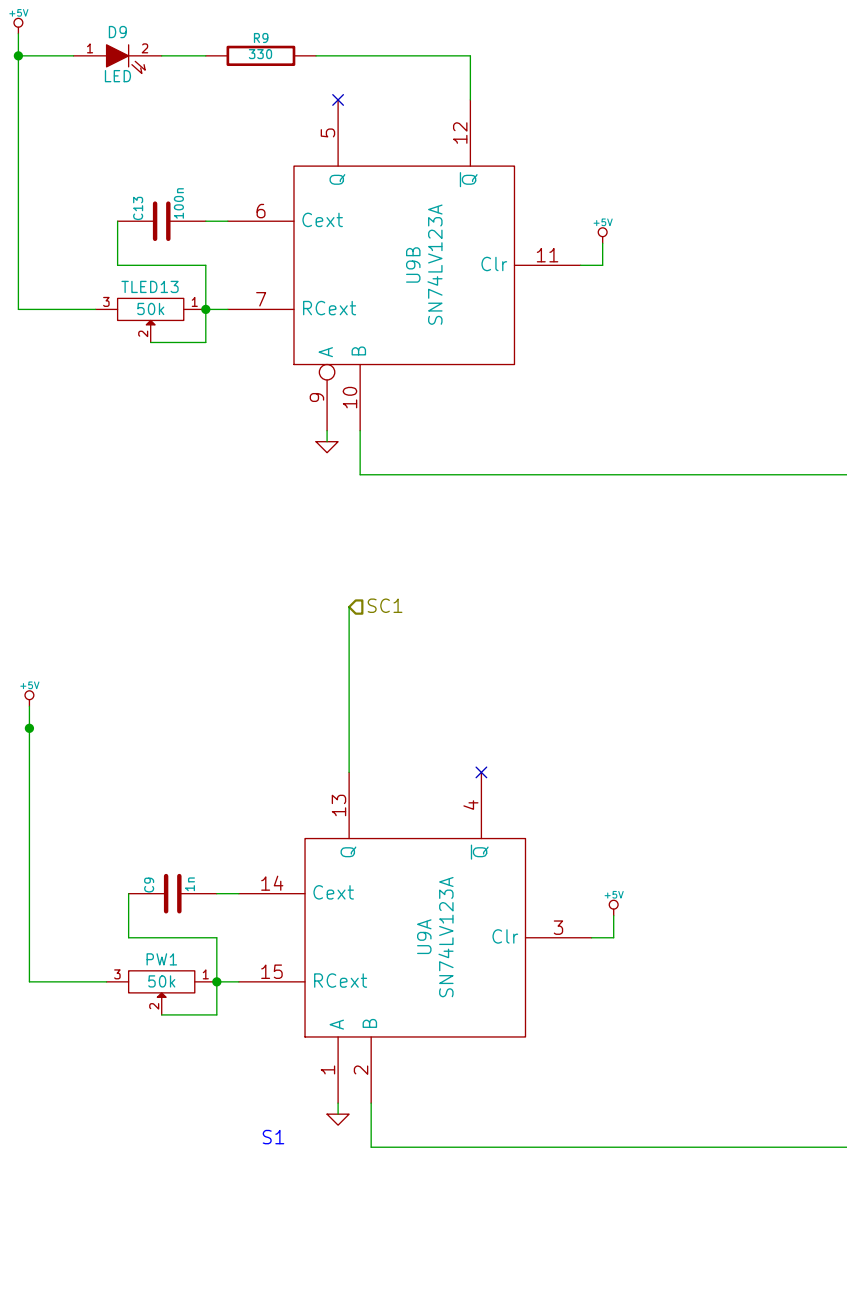


Figura F.3: Esquema electrónico del circuito acondicionador de pulso de salida del detector de coincidencias.

nivel alto las entradas de la puerta NAND que no participan en la detección. Eso se consigue fácilmente intercalando una puerta OR de dos entradas y utilizando una de ellas a modo de “interruptor” que habilita el paso de la otra. Si se pone un 0 en una entrada de la puerta NAND,

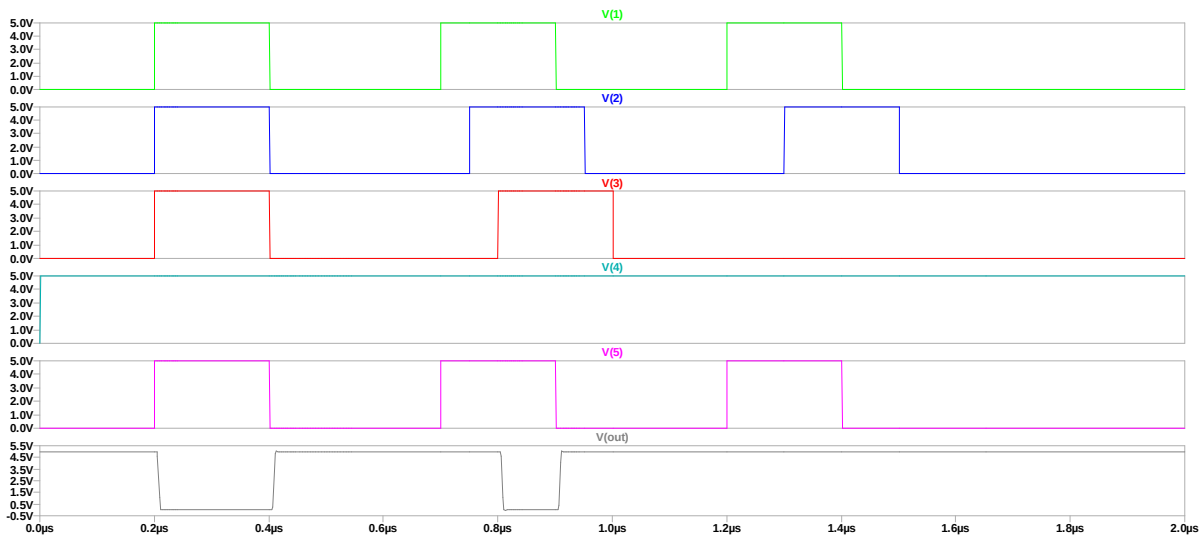


Figura F.4: Cronogramas con distintas combinaciones de señales en una puerta NAND de 5 entradas para ilustrar su funcionamiento.

a la salida aparecerá reflejado el nivel que haya a la otra entrada invertido. Si en una de ellas hay un 1 (nivel alto), a la salida tenemos siempre un nivel bajo, cualquiera que sea el valor de la otra entrada. Así, si tomamos el canal 1 en la Fig. F.5, la señal en Ch1 estará presente en el pin 1 de la NAND U10 cuando en el pin 2 de la puerta OR haya un nivel bajo. Si en ese pin hay un nivel alto, tendremos un nivel alto en el pin 1 de la NAND, independientemente del nivel que haya en Ch1 y haciendo que esta entrada no tenga influencia en la salida de la NAND.

En este caso se ha empleado una puerta NAND de 8 entradas por ser más comunes en el mercado que las AND. La diferencia está en que el nivel de salida activo es el bajo en la NAND y ALTO en la AND. Es decir, en nuestro caso tendremos un nivel bajo cuando haya coincidencia.

En la Fig. F.4 se muestra un cronograma de funcionamiento de una puerta NAND de 5 entradas. La entrada 4 (señal V(4)) se ha dejado intencionadamente a nivel alto para ilustrar que no influye en el resultado. Este es el método utilizado para programar una combinación de coincidencias en la que no participa la entrada 4. En los primeros pulsos, que son todos coincidentes, la señal de salida es otro pulso (a nivel bajo por ser una puerta NAND). En este caso habría coincidencia de las señales 1, 2, 3 y 5. En los pulsos centrales también se produce coincidencia aun con las señales v(2) y v(3) desfasadas, generándose un pulso más corto (tiempo en el que coinciden todas a nivel alto). En el tercer caso, no hay señal V(3) y, por tanto, no se produce salida de coincidencia.

Para configurar las combinaciones de coincidencia se ha empleado un demultiplexor (también denominado *latch*) de 8 salidas que mantiene el estado de sus salidas como una memoria,

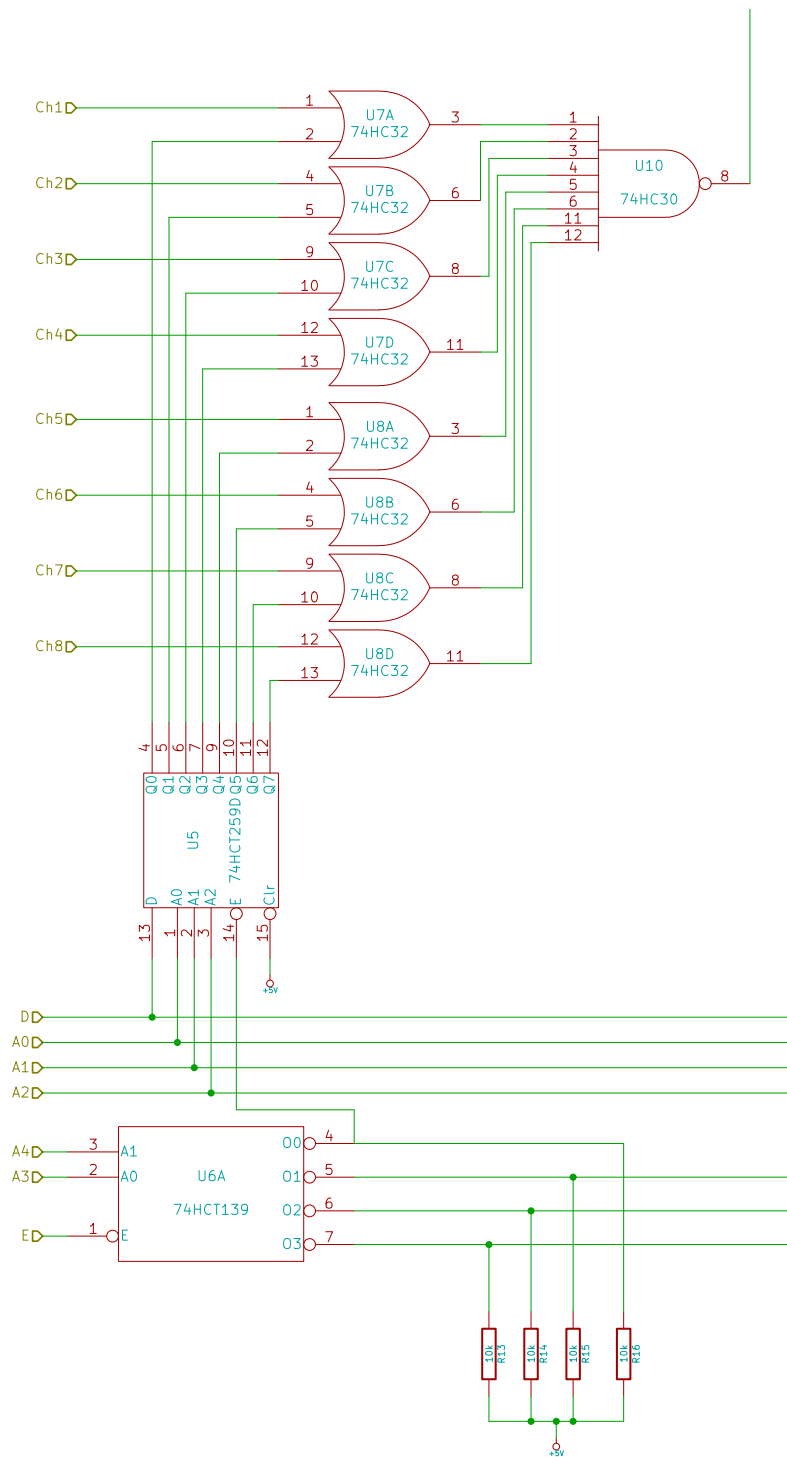


Figura F.5: Esquema electrónico del circuito de configuración de un detector de coincidencias. Los otros tres son idénticos. La puerta NAND (U10) es el detector de coincidencias.

una vez programadas (Fig. F.5). En realidad, internamente está formado por biestables tipo D que se comportan como una célula de memoria de un bit. Con las líneas de direccionamiento A0, A1 y A2, se selecciona la salida cuyo nivel se determina con el nivel que haya en la entrada D. Para eso debe habilitarse la grabación de las salidas activando la entrada E (*enable*) con un nivel bajo. La entrada Clr (*clear*), que pondría a cero todas las salidas está desactivada (conectada a +5 V). Las salidas van cada una a una puerta OR para deshabilitar el canal que no se desee que participe en la detección de coincidencia. Poniendo todas las salidas a nivel bajo, se habilitan todos los canales, detectando coincidencias a ocho. Es posible configurar coincidencias con cualquier combinación de los canales de entrada. Si sólo se habilita una puerta OR, a la salida tendremos todos los pulsos de una única entrada.

Como hemos incorporado cuatro detectores de coincidencias, la configuración de cada uno debe hacerse seleccionando secuencialmente cada uno de ellos. Para ello se han dispuesto dos líneas más: A3 y A4. Éstas atacan a un demultiplexor de cuatro salidas a nivel bajo. Cada una de esas salidas va conectada a la entrada *enable* (E) de cada *latch* pudiendo así elegir el detector de coincidencias a configurar.

En la Fig. F.6 se muestra el esquema completo y en la sección 5.3.3 se explica el software del procesador principal, que se encarga de programar los cuatro detectores con la configuración deseada al lanzar el programa, uno por uno, mediante el manejo de las líneas descritas.

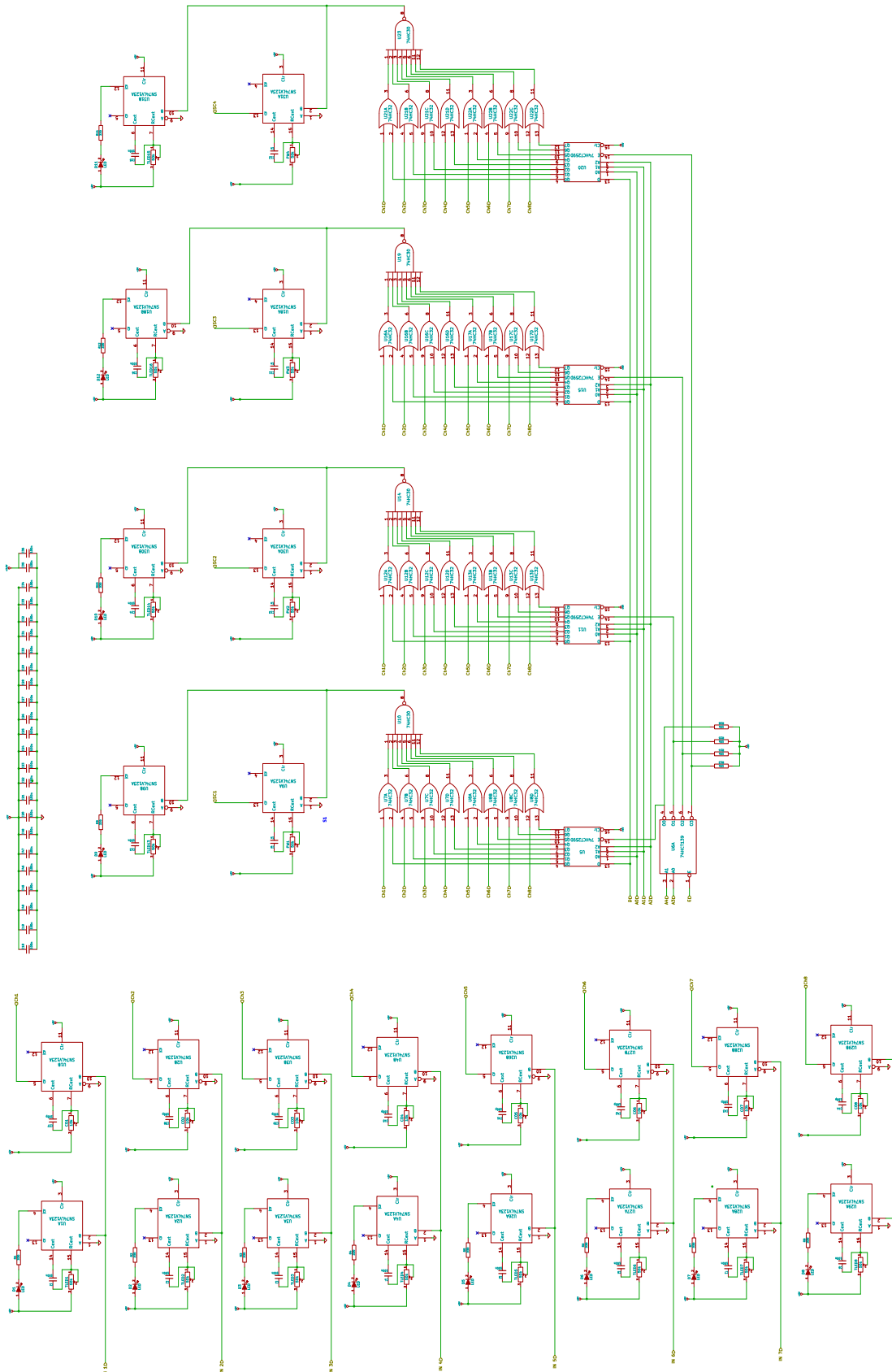


Figura F.6: Esquema electrónico completo del módulo de coincidencias.

F.2 Conexión del SBC

Este circuito también se encuentra en la misma PCB que la matriz de coincidencias. Su única función es interconectar la BBB con la circuitería de SAS, a saber: ADCs, configuración de coincidencias, conteo de coincidencias detectadas y monitorización y control de fuentes de HV. Esto se hace a través de *buffer* de tipo 74LVC244 (Nexperia 2021). Estos sirven para:

- Generar la corriente necesaria hacia fuera del procesador evitando sobrecargas.
- Aislar al procesador de los circuitos externos para evitar que averías de éstos pudieran provocar la avería del procesador por excesivo voltaje.
- Mantener aislados con alta impedancia los pines de la BBB, ya que son sensibles a voltajes externos durante el proceso de arranque, con efectos como quedar detenido el arranque o la destrucción de circuitería interna.
- Adaptar la tensión de funcionamiento interno del procesador de +3,3 V a la de la circuitería externa de SAS de +5 V.

En la Fig. F.7 puede verse el esquema electrónico que hace de interfaz entre la BBB y el resto de la circuitería de SAS. Los conectores BP9 y BP8 contienen todos los pines disponibles de la BBB, de los que se utilizan los necesarios para nuestra aplicación (tabla C.5).

Los *buffer* U24, U25 y U32 se reparten todas las líneas de comunicación excepto las de la comunicación I2C (señales SCL y SDA) que se realiza en ambos sentidos y que comunica directamente con los dispositivos I2C. En este caso son para el control y monitorización de las fuentes de HV.

Podemos identificar las señales DATA1 a DATA8 que comunican con los ADCs que obtienen el alto de pulso junto con las señales CLK y CONV. A través de U25 se configuran los canales de coincidencia mediante las señales de direccionamiento A0 a A4, la señal D (dato a programar, nivel alto o bajo) y la señal E (*enable*) para habilitar la programación. Los diodos D13 y D14 son de protección para evitar un nivel de tensión que sobrepase los +3,3 V o descienda por debajo de 0 V.

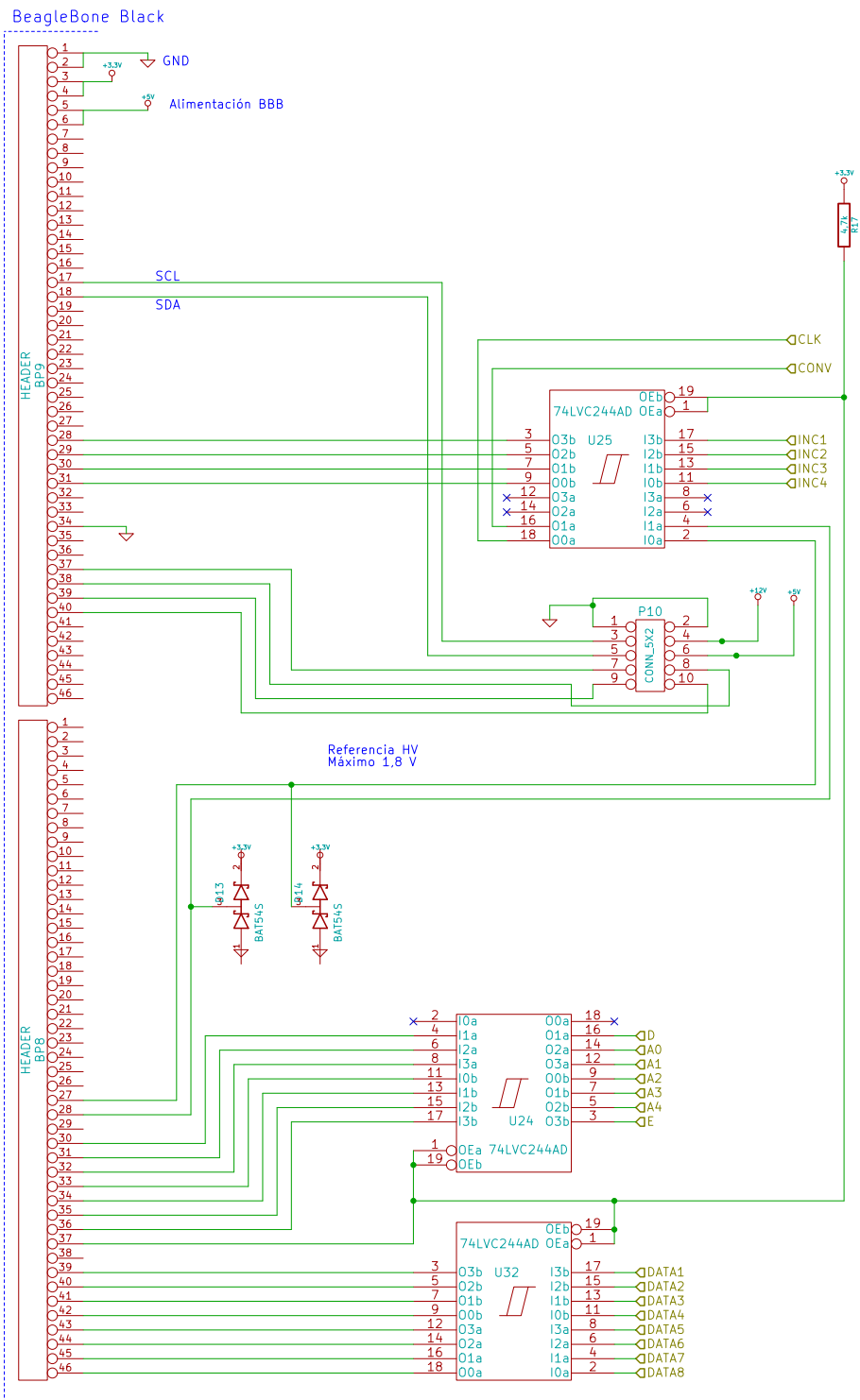


Figura F.7: Esquema electrónico del circuito de interconexión del SBC Beaglebone Black con el resto de la circuitería de SAS.

Anexo G

Módulo de Interconexión

Se presenta en este anexo el esquema del módulo de interconexión (Fig. G.1). Es un módulo que interconecta el resto de módulos ya descritos de SAS y, por tanto, no requiere de gran explicación.

El conector P26 corresponde a la PCB de matriz de coincidencias y SBC. Por ello tiene muchos más contactos que el resto (20 pines). Debe tenerse en cuenta que por este conector pasan todas las líneas de comunicación de la BBB con los ADCs y con los detectores de coincidencia, además de las alimentaciones y la configuración de la matriz de coincidencias.

El resto de conectores son todos de 10 contactos por estandarización y homogeneización de componentes, aunque en algunos casos no se utilizan todos los pines o se duplican para mejorar la conexión.

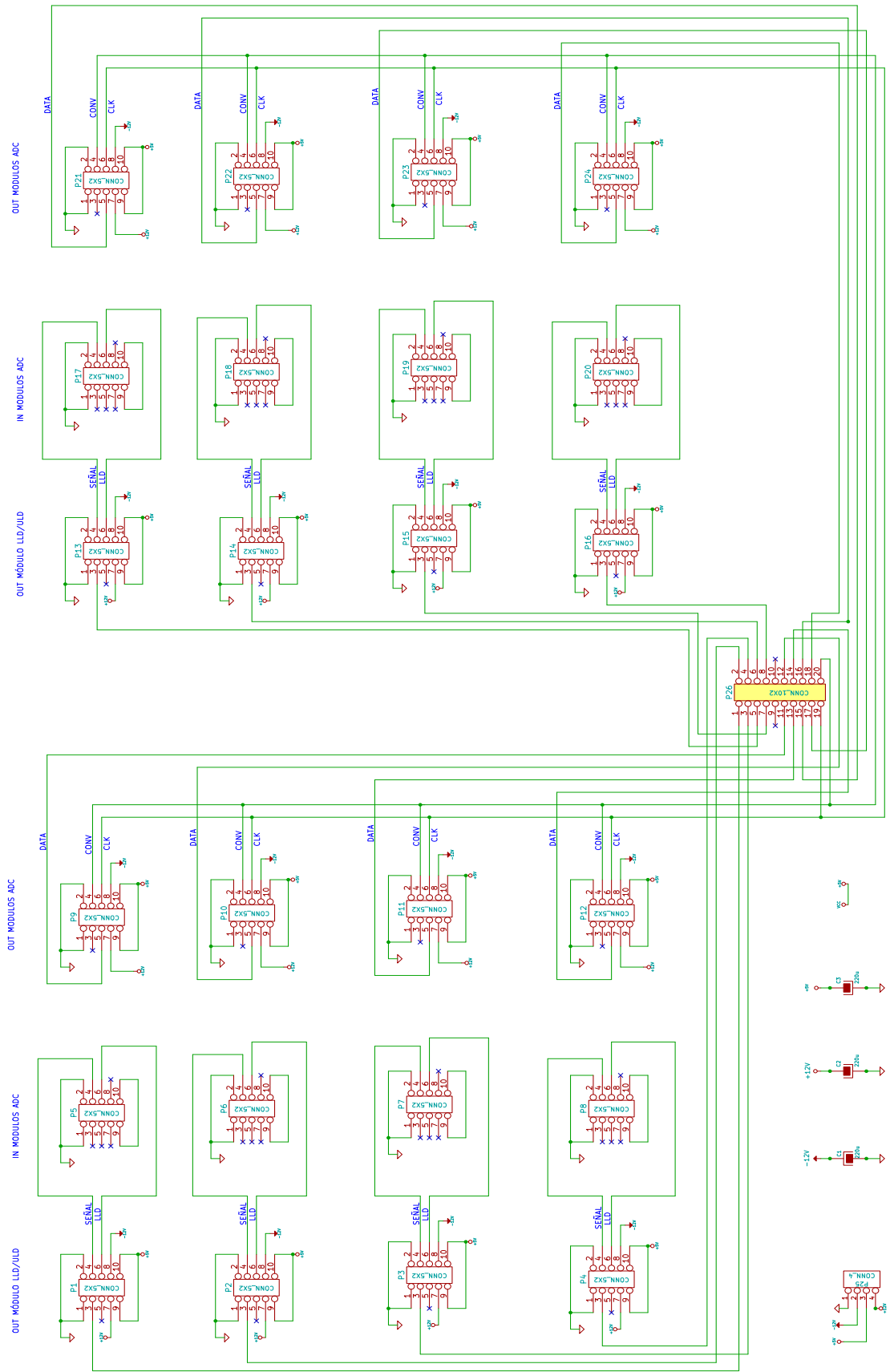


Figura G.1: Esquema electrónico completo del módulo de interconexión.

Anexo H

Fuentes de alimentación HV



Figura H.1: Fotografía del primer diseño de fuente HV implementado e instalado en el sistema SAS de la Antártida.

En este anexo se incluye información detallada sobre las fuentes de alimentación de HV diseñadas para MITO. Aunque esta circuitería no tiene una relación directa con el tratamiento de la señal, es de gran importancia pues provee de las tensiones de polarización adecuadas a los fotomultiplicadores que sí son parte fundamental en el desarrollo de esta tesis. Son tres diseños que han surgido fruto de la evolución determinada por la experiencia adquirida del primer prototipo y su aspecto y circuitería se exponen a continuación.

H.1 Fuente con cuatro módulos HV Hamamatsu

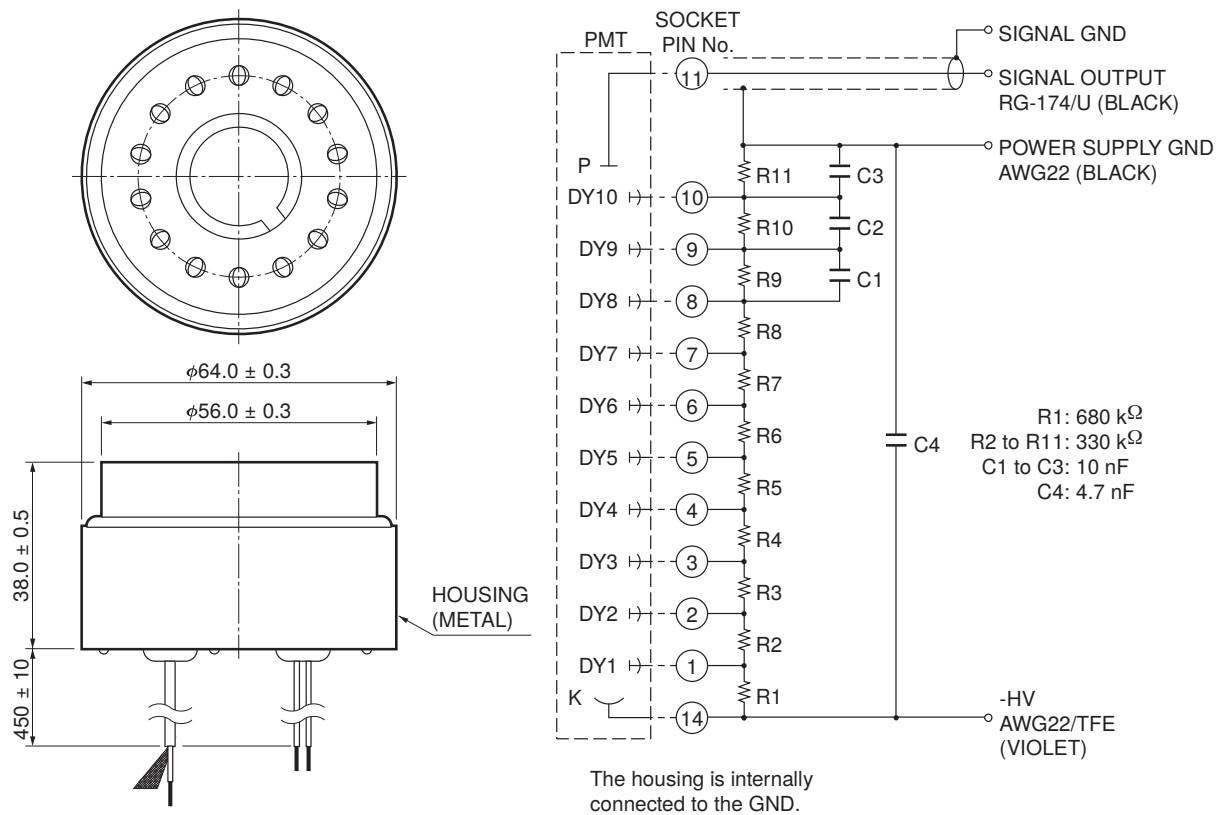


Figura H.2: Planta y alzado del zócalo de los PMTs empleado en MITO con su esquema de red de polarización.

Esta fuente es la empleada en el primer prototipo enviado a la Antártida, cuya fotografía se muestra en Fig. H.1. Consta de 4 módulos de HV Hamamatsu, tipo C11152-01 (Hamamatsu 2015) que genera tensión negativa ajustable de hasta -1500 V. Debido al diseño de los zócalos empleados y al tipo de polarización elegido, con positivo a masa, las fuentes de HV empleadas

en MITO deben ser de tensión negativa. En este caso, cada módulo alimenta dos PMTs, pues suministra una corriente de 1 mA y el consumo de cada PMT con la red de polarización elegida (Fig. H.2) está en 0,38 mA.

En la Fig. H.3 se muestra el esquema completo. La circuitería necesaria es idéntica para cada uno de los cuatro módulos, que tan sólo necesitan la alimentación con +12 V DC, un potenciómetro (AHVx) para ajustar manualmente la tensión de salida y otro (MONx) para atenuar la salida de monitorización. En este caso, se emplean cuatro de las siete entradas analógicas de la BBB que tienen su propio ADC. El nivel máximo de entrada es de 1,8 V, y el de salida de monitorización del módulo hamamatsu es de 5 V. El potenciómetro se ajusta para una atenuación de 1,8/5. La entrada ON/OFF del módulo se pone a través de una resistencia de 1 k Ω que en paralelo con un condensador de 10 μ F retarda ligeramente el encendido del módulo al conectarse.

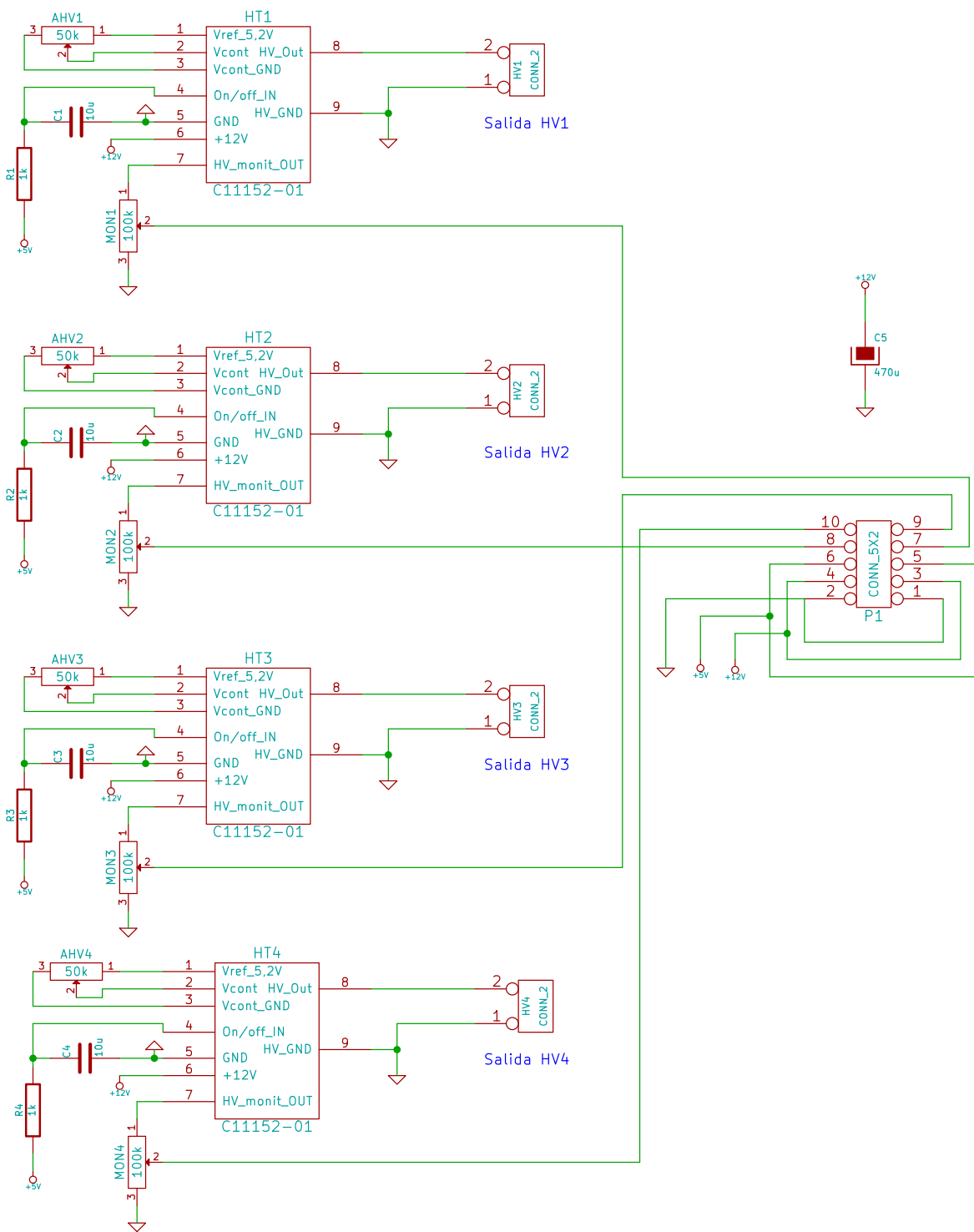


Figura H.3: Esquema electrónico de la primera versión de fuente de HV utilizada en el MITO instalado en la Antártida.

H.2 Fuente con ocho módulos HV Hamamatsu



Figura H.4: Vista superior de la caja con las dos PCBs montadas con los 8 módulos HV Hamamatsu C11152-01.

Tal y como se ha comentado en la sección 5.2.8, lo más apropiado es tener una fuente de alimentación HV independiente para cada PMT. En el momento de desarrollar el telescopio para Canarias se contaba con cuatro fuentes Hamamatsu idénticas a las empleadas en el prototipo antártico y se adquirieron cuatro más. Aunque las fuentes de la Antártida están funcionando perfectamente y los PMTs se pudieron emparejar bien en función de sus tensiones de “meseta”, se decidió mejorar el sistema independizando las tensiones de alimentación de cada PMT. Se disponía también de las 2 PCBs pues se habían fabricado 3 unidades y se aprovechó el material existente añadiendo 4 módulos nuevos de HV de Hamamatsu.

En la Fig. H.5 puede observarse la caja en la que se han montado las dos PCBs. En la parte central está la fuente de alimentación de +12 V de DC que suministra la energía a los módulos de HV. La PCB pequeña central se conecta a través de los conectores con las dos PCBs que contienen las fuentes de HV para leer el nivel de tensión de monitorización y para suministrarles la alimentación de +12 V.

En la Fig. H.5 se muestra el esquema de la PCB que suministra las tensiones de funcionamiento a las PCB de HV y que contiene el ADC de ocho entradas (ADS7828) que se encarga de convertir la tensión de monitorización a un número digital de 12 bits cuando le es requerido por

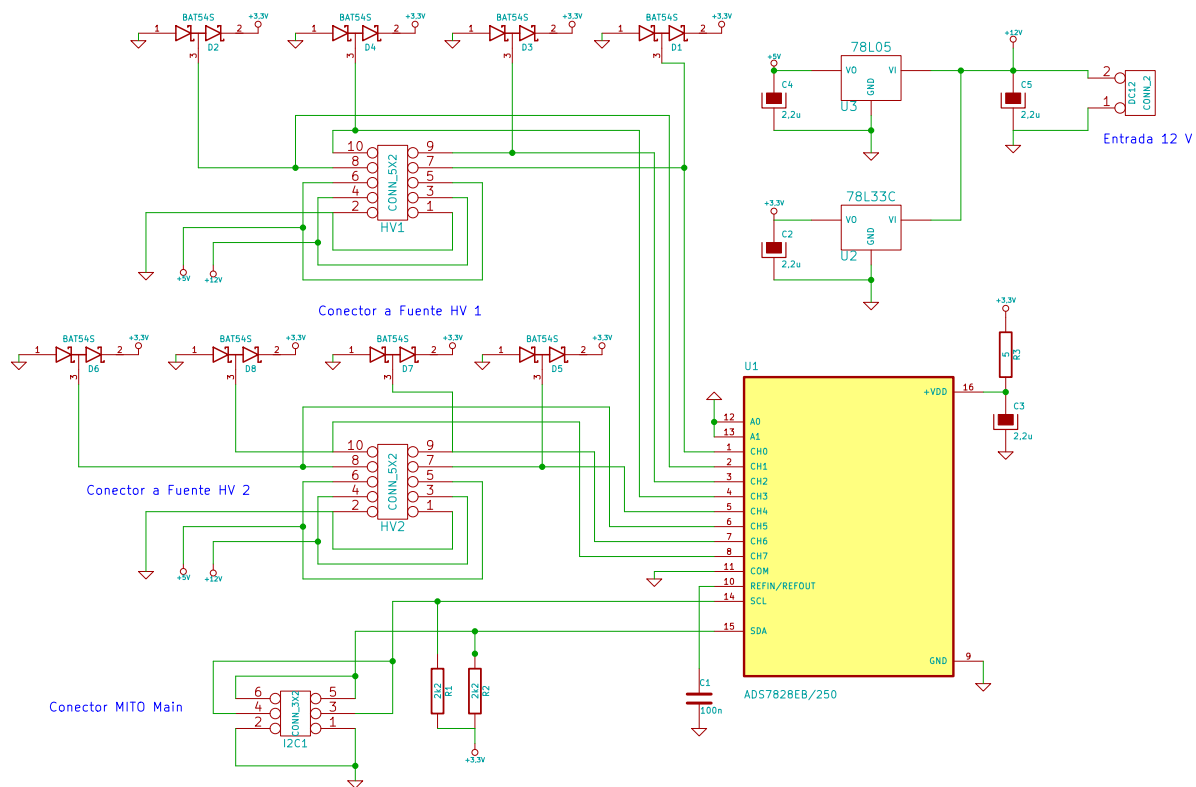


Figura H.5: Esquema del circuito ADC para monitorizar la HV de trabajo de las ocho fuentes de alimentación Hamamatsu.

la BBB a través del protocolo de comunicación I2C (Burr-Brown 2001). Las tensiones de monitorización las recibe a través de los conectores HV1 y HV2, como puede verse en el esquema. Este ADC funciona con tensiones de alimentación de hasta +6 V. Dado que la BBB funciona internamente con 3,3 V, en este caso se alimenta con +3,3 V que son generados mediante un regulador de tensión de baja caída de tensión (LDO, del inglés “*Low Drop-Out*”) instalado en la propia placa (U2). También se generan los +5 V necesarios para activar el ON/OFF de todas las fuentes.

El esquema electrónico de las dos PCBs que contienen los módulos HV de Hamamatsu es el mismo que el empleado en la Antártida (Fig. H.3).



Figura H.6: Vista superior de la caja con las ocho fuentes HV iSeg montadas en sus PCBs.

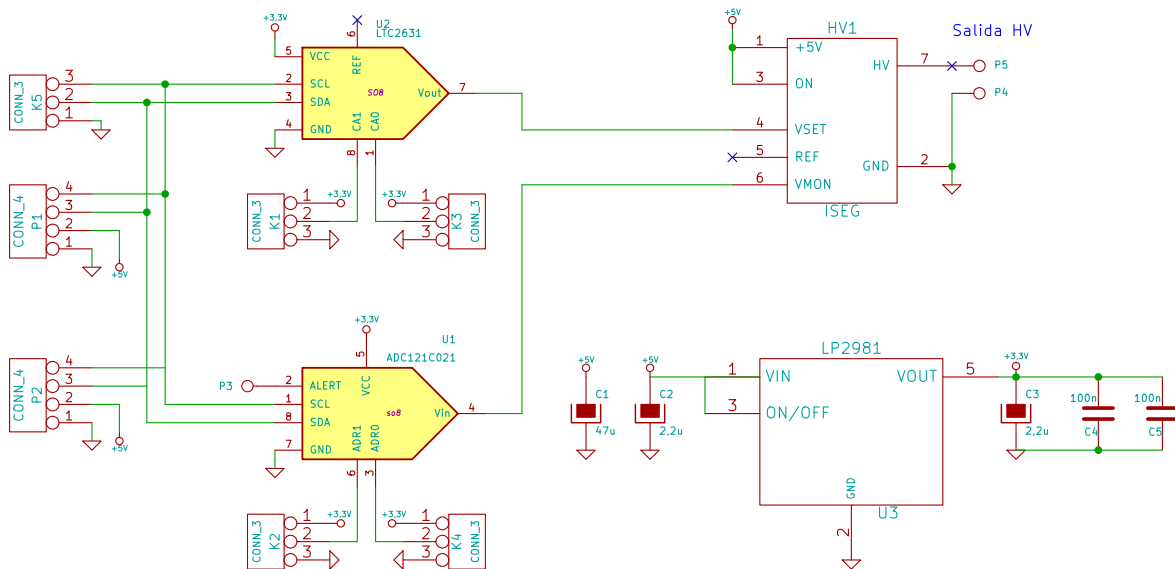


Figura H.7: Esquema del circuito de monitorización y control de las fuentes HV iSeg.

H.3 Fuente con ocho módulos HV iSeg

La fuente de Hamamatsu utilizada en los diseños anteriormente expuestos tiene una patilla de entrada para ajustar el voltaje de salida, lo cual puede hacerse mediante un potenciómetro conectado entre sus patillas 1, 2 y 3 (Hamamatsu 2015). Hay otra posibilidad, que es poner un nivel de tensión de 0 a 5 V entre sus pines 2 y 3 y la tensión de salida estará entre 0 y 1500 V de forma proporcional. Según el fabricante, la pata 3 (negativo de los 5 V) no puede conectarse a masa, por lo que se complica la generación de esa tensión con un Conversor Digital a Analógico (DAC) para poder ajustar mediante software desde la BBB.

Por otro lado, los PMTs elegidos (véase Hamamatsu 2010) funcionan con tensiones hasta 1.750 V y las fuentes de Hamamatsu llegan hasta los 1.500 V. Aunque en la práctica las tensiones de “meseta” de los PMTs adquiridos están todas ellas entre 1200 V y 1400 V, viene bien tener fuentes que superen los 1.500 V por si hubiera necesidad de usarlos en esa franja de voltajes.

Por todo lo anterior, se pensó en utilizar módulos HV del fabricante alemán iSeg, que tiene mayor variedad. La fuente elegida es la BPn20504 5 que llega hasta 2.000 voltios negativos con intensidad de 0,5 mA que es suficiente para este modelo de PMT (consume 0,38 mA). Ello dio lugar a la fabricación de un módulo de 8 salidas de HV construido con fuentes iSeg. En la Fig. H.6 se muestra la fotografía de la caja con el montaje.

En este caso, puede generarse fácilmente mediante DAC la tensión de ajuste de la HV de salida que debe estar entre 0 y 2,5 V (iSeg 2021). Por otro lado, también puede monitorizarse mediante el nivel de tensión del pin denominado VMON que varía entre 0 y 2,5 V.

A la vista de las anteriores premisas, se ha diseñado una placa de circuito impreso para alojar los módulos de HV de iSeg junto con un DAC y un ADC para poder tener control y monitorización software desde la BBB mediante comunicación I2C. En la Fig. H.7 se muestra el esquema del circuito correspondiente.

La alimentación de esta placa se hace con +5 V, necesarios por ser la alimentación de las fuentes HV. De ellos se obtienen +3,3 V mediante el regulador de tipo LDO LP2981 que genera los +3,3 V directamente a partir de los +5 V. para alimentar al DAC y al ADC. Recordemos que la BBB no admite más de +3,3 V. Los circuitos integrados empleados para este diseño son el DAC LTC2631 (TI 2004b), el ADC ADC121C021 (TI 2008) ambos de Texas Instruments.

En el esquema (Fig. H.7) las señales I2C llegan a ambos chips: DAC (U2) y ADC (U1). Mediante el direccionamiento de cada chip, que se ajusta con puentes en los conectores K1 a K4, el procesador principal de la BBB se conecta de forma secuencial con el chip correspondiente para programar la tensión de salida de HV (con el DAC) de cada fuente o para leer el nivel de HV

de salida con el ADC. El número total de direcciones programables es de 9, correspondientes a las combinaciones de tres pines con posibilidad de conexión a 0 V, +3,3 V o sin conectar.

El software de comunicación con las fuentes va incluido en el programa del procesador principal, cuyo código puede consultarse en la sección [5.3.3](#) del anexo [J](#).

Anexo I

Configuración de la tarjeta procesadora Beaglebone Black

I.1 Configuración inicial

Una vez se ha adquirido la BBB, hay que prepararla con la configuración adecuada para funcionar en nuestro sistema particular, que en este caso es MITO. Como la forma de hacerlo puede sufrir alguna variación según la versión del OS, se describen a continuación los pasos a seguir para configurar una tarjeta BBB con OS Debian, como la montada en la Antártida.

1. **Usuario *root*.** Para llevar a cabo la configuración debe hacerse como superusuario *root*. Para acceder como *root* hay que configurar la contraseña, pues viene de fábrica sin ella y sólo viene configurada con un usuario denominado *debian*. Para ello, hay que conectar la BBB y entrar a través de un terminal desde Linux preferiblemente, con el comando *ssh 192.168.7.2*. Se entra como usuario *debian* con las instrucciones que da la propia BBB en el terminal. Después, hay que generar el usuario *root* y su password (véase Fig. I.1) mediante *sudo su* y el sistema invita a introducir una password para el usuario *root*.
2. **Carga de programas.** Hay que copiar al directorio */root* los archivos con los programas del MP y de las dos PRUs denominados *MITOv6*, *prumito6.bin* y *pru1mito6.bin* con permisos de ejecución.
3. **Crear directorios** Deben crearse los directorios */root/datos* y */mnt/sdcard*. El primero sirve para generar los archivos mientras se recogen los datos. Al final del día, se abren nuevos archivos y se graban los anteriores en el NAS y en la microSD. El segundo es el directorio donde se monta la microSD.

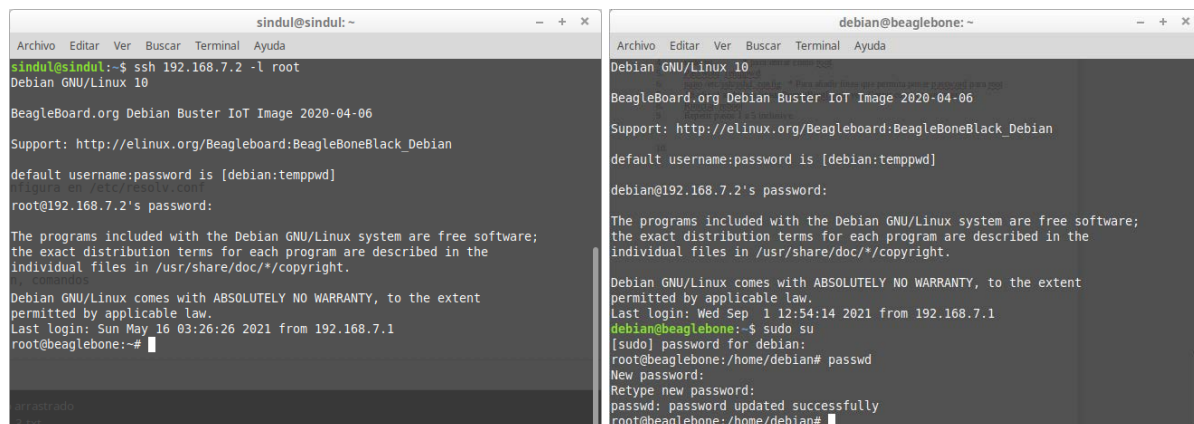


Figura I.1: Pantallas con comando de entrada a BBB (izquierda) y con comandos para generar usuario *root* y password (derecha) en la BBB.

4. **Conexión a red ORCA.** En este caso se le asigna la IP estática 192.168.1.55. Para ello hay que entrar en */etc/network/interfaces* e incluir estas líneas:

```
# The primary network interface
auto eth0
iface eth0 inet static
address 192.168.1.55
netmask 255.255.255.0
network 192.168.1.0
gateway 192.168.1.1
```

Obviamente, si se asignan direcciones IP distintas, el procedimiento es el mismo con los nuevos valores.

5. **Servidor de nombres de dominios DNS.** El servidor de dominios DNS se configura en el archivo */etc/resolv.conf* añadiendo las siguientes líneas:

```
domain localdomain
search localdomain
nameserver 192.168.1.1
```

Para cargar la nueva configuración, introducir los comandos:


```
ifdown eth0  
ifup eth0
```

6. **Servidor de tiempos.** Debe instalarse la aplicación *ntp*. Tras ello, se ejecuta el siguiente comando (la dirección IP es la del servidor de tiempos):

```
ntpdate -u 192.168.1.100
```

Después, debe incluirse la siguiente línea en el archivo */etc/ntp.conf*:

```
server 192.168.1.2 iburst
```

7. **Acceso al NAS.** Los archivos se van grabando en un dispositivo de almacenamiento de gran capacidad que se ha instalado en ORCA, denominado Network Attached Storage (NAS). Para instalarlo y que se monte en automático al arrancar el sistema, debe introducirse la siguiente línea en el archivo */etc/fstab*:

```
192.168.1.4:/volume1/orca /root/nfs nfs rw,async,hard,intr,noexec 0 0
```

El acceso al NAS se montará en el directorio */root/nfs*.

8. **Red privada virtual (VPN).** Con el fin de poderse conectar en remoto de forma segura, debe crearse una VPN. Para ello debe instalarse en la BBB el software *openvpn*. Una vez instalado *openvpn* se debe copiar un archivo acabado en *.conf* suministrado por el administrador de la red VPN en el directorio */etc/openvpn*. Para lanzar la VPN se debe ejecutar el siguiente comando:

```
service openvpn start
```

I.2 Configuración del arranque

I.2.1 Tarjeta microSD

En primer lugar, necesitamos utilizar la microSD como disco de almacenamiento de ficheros. Cuando la BBB detecta que la microSD está insertada en su ranura, aplica el orden de arranque preestablecido e intenta cargar un OS inexistente, quedando paralizada. Para evitar esto, debe incluirse obligatoriamente el archivo “uEnv.txt” con una instrucción que desvía de nuevo el arranque al OS instalado en la memoria eMMC de la BBB.

También hay que desconfigurar las 20 salidas de HDMI de los pines del conector P8 para liberarlos y poder emplearlos para entradas y salidas de la PRU1. Esto es necesario llevarlo a cabo al conectar la tarjeta con una instrucción incluida en el fichero de arranque (uEnv.txt) de la tarjeta microSD, ya que una vez arrancado el OS ya no es posible, y la PRU1 no podría intercambiar señales con el exterior.

Las dos acciones anteriores se llevan a cabo con el contenido del fichero de arranque “uEnv.txt” que se instala en la microSD y que se muestra a continuación:

```
mmcdev=1
bootpart=1:2
mmccroot=/dev/mmcblk1p2 ro
optargs=quiet
optargs=quiet capemgr.disable_partno=BB-BONELT-HDMI, BB-BONELT-HDMIN
```

I.2.2 Tareas temporizadas tras el arranque

En segundo lugar, se ha configurado el archivo de tareas temporizadas denominado “crontab” que linux ejecuta cronológicamente de forma que se realiza la siguiente secuencia de tareas:

- A los 30 segundos del arranque se lanza un *script* que configura los pines de salida y monta la unidad de microSD. Su contenido se muestra en la sección I.3 del anexo J.
- A los 40 segundos se carga la hora del sistema en el RTC.
- A los 60 segundos se lanza el programa del procesador principal.
- A los 80 segundos se vuelve a cargar la hora en el RTC por si en el anterior intento el OS no hubiera actualizado su hora con el servidor de tiempos.

- Finalmente, se incluye la sentencia que programa la tarea recurrente de sincronizar cada 10 minutos el RTC con el reloj del OS y, por tanto, con el servidor de tiempos.

A la programación de “crontab” se accede mediante el comando “crontab -e” y la programación aplicada en este proyecto es la siguiente:

```
@reboot (sleep 30; /root/./iniciomitopru.sh)
@reboot (sleep 40; /sbin/hwclock --systohc)
@reboot (sleep 60; /root/./MIT0v59)
@reboot (sleep 80; /sbin/hwclock --systohc)
*/10 * * * * /sbin/hwclock --systohc
```

I.3 Archivo de configuración de pines

Este archivo es un “script” que se lanza tras el arranque de la BBB para asignar a cada pin de conexión el modo de funcionamiento, tipo de conexión y características según las posibilidades establecidas en el manual de referencia técnica del microprocesador ARM de la BBB (TI 2013) y que se resumen en las tablas C.3 y C.4. El contenido de dicho archivo denominado “iniciomitocan.sh”, se reproduce a continuación:

```
#!/bin/bash
echo -6 > /sys/devices/bone_capemgr.9/slots
echo -5 > /sys/devices/bone_capemgr.9/slots

echo MITO-GPIOCAN > /sys/devices/bone_capemgr.9/slots
echo BB-ADC > /sys/devices/bone_capemgr.9/slots
echo MITO-PRU-GPIO > /sys/devices/bone_capemgr.9/slots
echo BB-I2C2 > /sys/devices/bone_capemgr.9/slots
echo BB-SPIDEV0 > /sys/devices/bone_capemgr.9/slots

for GPIO in 8 9 10 11 80 81 89
do
# echo $GPIO
echo $GPIO > /sys/class/gpio/export
echo out > /sys/class/gpio/"gpio$GPIO"/direction
echo 0 > /sys/class/gpio/"gpio$GPIO"/value
```

done

```
mount -t vfat /dev/mmcblk0p1 /mnt/sdcard
```

Este *script* lanza los archivos que habilitan la utilización de los pines que funcionarán como GPIOs, el funcionamiento de las entradas analógicas con los ADCs internos de la BBB, los pines de conexión a las PRUs, la habilitación de la comunicación I2C y SPI. También genera y actualiza los valores de los archivos de comunicación de las GPIO y monta la microSD.

Los archivos cargados (MITO-GPIOCAN, BB-ADC, MITO-PRU-GPIO, BB-I2C2 y BB-SPIDEV0) se generan y compilan siquiendo el sistema estandarizado denominado “Device Tree Overlay” que se explica en la siguiente sección.

I.3.1 Árbol de dispositivos Device Tree Overlay (DTO)

La versión del kernel de la tarjeta BeagleBone Black utilizada es la 3.8. Esta versión introduce el sistema de instalación de dispositivos denominado “Device Tree”, el cual tiene gran importancia en la configuración inicial mostrada anteriormente. La versión anterior (3.2) de la BBB predecesora (conocida como Beaglebone White) tenía posibilidad de incorporar muchos dispositivos de expansión y funcionaba bien. Sin embargo, el gran problema de esa versión (al igual que otras muchas basadas en Linux de otros fabricantes) era el siguiente archivo:

[arch/arm/mach-omap2/board-am335xevm.c](#)

Éste tenía por encima de 4.000 líneas, era engorroso de modificar y había que compilarlo en el kernel. Cada vez que se añadía un nuevo dispositivo había que retocarlo y registrar todos sus accesorios, generando bastantes complicaciones incluso a los especialistas en kernel. A la vista de estos inconvenientes los fabricantes de dispositivos basados en procesadores ARM decidieron migrar al sistema “Device Tree”.

“Device Tree” es una estructura de datos en árbol que define los dispositivos de un sistema. Cada nodo es un conjunto de pares de datos tipo propiedad/valor que definen el dispositivo al que representan. Todos los nodos cuelgan de un nodo padre excepto el nodo root (Power.org 2008).

Mediante la definición de las características del dispositivo en un archivo .dts (Device Tree Sources) en modo texto y su compilación con la utilidad “dtc” (Device Tree Compiler), se genera un archivo binario tipo .dtbo (Device Tree Blob) que se instala en el kernel durante el arranque o una vez arrancado el sistema. Todos los dispositivos tienen el mismo tipo de fichero

de carga y se generan con el mismo proceso. Incluso el compilador “dts” funciona en ambas direcciones (puede compilar y descompilar).

El estándar “Device Tree” (Power.org 2008) fue creado para complementar el de arranque (inicialización y configuración) de firmware IEEE 1275 de 1994 (Power.org 1993). En él se establece la forma y lenguaje para realizar todo el proceso.

Se denomina “Device Tree Overlay” al proceso dinámico de cargar las características de un dispositivo con el kernel ya arrancado, que es lo que hacemos en este trabajo. También se puede hacer durante el arranque del sistema, tras iniciar el kernel como ocurre con la HDMI y eMMC en la BBB.

A efectos prácticos, se trata de emplear el proceso DTO para conseguir que, un dispositivo añadido a la BBB, funcione. Este proceso conlleva los siguientes pasos.

- Generar el archivo de texto .dts en el lenguaje especificado (Power.org 2008) con las características del dispositivo.
- Compilarlo para obtener el archivo binario .dtb o .dtbo.
- Integrar el archivo .dtbo en el kernel.

Realizados los pasos anteriores, tendremos la BBB preparada para trabajar con el dispositivo ya integrado. Todo esto tiene repercusiones en el sistema, pudiéndose verificar tanto el estado de los dispositivos como si se han cargado o no y los recursos que ocupan. A continuación se muestra cómo conocer dicha información en la BBB, que está en archivos de tipo texto en distintos directorios.

- Archivos de dispositivos disponibles (.dts y .dtbo). Directorio:
`/lib/firmware`
- Dispositivos cargados en el sistema. Abrir archivo:
`/sys/devices/bone_capemgr.9/slots`
- Pines que están asignados y dispositivos que los utilizan. Abrir el archivo:
`/sys/kernel/debug/pinctrl/44e10800.pinmux/pinmux-pins.`
- Para comprobar la configuración de cada pin se lee el archivo:
`/sys/kernel/debug/pinctrl/44e10800.pinmux/pins`

En resumen, un archivo `.dtbo` es el equivalente a los drivers que tenemos que cargar en un sistema operativo para que reconozcan un dispositivo. La diferencia está en que ese driver, que es el archivo `.dtbo`, lo podemos generar a medida con arreglo a nuestros requerimientos particulares. Hay que familiarizarse con el lenguaje para generar el código en el archivo `.dts` que luego compilamos. Por ello, es útil utilizar archivos que ya vienen preparados para el uso de recursos de la BBB modificándolos para adaptarlos a nuestras necesidades.

En las últimas versiones de Debian (9 y 10), se está evolucionando hacia otra forma de configuración de pines más sencilla para el usuario. En lugar de tener que generar el archivo particular `.dtbo`, y luego cargarlo mediante comandos como los mostrados en el script de la sección [I.3](#) anterior, el propio sistema viene preparado con un archivo denominado “cape archivos `.dtbo`” que se cargan en el arranque y que permiten elegir y modificar la configuración de un determinado pin con un simple comando denominado “config-pin”.

También está evolucionando la forma de habilitar y programar las PRUs. Las versiones 9 y 10 de Debian ya no traen las librerías ni el compilador de código que traían versiones anteriores. Aunque permiten instalarlo y que funcione habilitando en el fichero de arranque (`uEnv.txt`) una línea denominada:

```
uboot_overlay_pru=/lib/firmware/AM335X-PRU-UIO-00A0.dtbo
```

y deshabilitando la línea que viene como:

```
uboot_overlay_pru=/lib/firmware/AM335X-PRU-RPROC-4-19-TI-00A0.dtbo
```

En realidad, se está evolucionando hacia un sistema de programación de las PRUs denominado “`pru_rproc`” (de “PRU Subsystem Remote Processor”) que establece unos nuevos mecanismos de programación, carga de programas y ejecución en las PRUs.

Es posible que este nuevo sistema sea más asequible para quien se inicia en la programación de estos procesadores de tiempo real que vienen asociados a unidades de proceso ARM, sin embargo, para los que ya se han habituado a trabajar con el compilador y las librerías anteriores, podría representar un problema si las nuevas versiones de sistemas operativos llegan a ser incompatibles con aquellas.

Anexo J

Códigos fuente del software

En este anexo se incluye el código fuente del software empleado en la simulación inicial y en los programas del procesador principal y de las dos unidades programables en tiempo real (PRUs) que incluye el sistema empotrado Beaglebone Black.

Los comentarios que acompañan a muchas de las líneas de código pueden ser muy útiles para entender el detalle de las rutinas, ya que su explicación pormenorizada no es objeto del texto incluido en el cuerpo de la tesis.

Para el lector con inquietud en la programación puede ser muy interesante analizar la solución adoptada en algunas tareas, la interacción entre los tres procesadores o la optimización de tiempos de proceso perseguida. Además, servirá para valorar el alcance del trabajo realizado y la satisfacción del autor con los resultados.

J.1 Código de simulación inicial en lenguaje C

```
1  /* PROGRAMA PARA SIMULAR LA ENERGÍA QUE RECIBE UN PMT DEBIDA AL PASO DE UN MUÓN. */
2  /* PRIMER PASO: Un único punto luminoso
3  Versión 9. Añado reflexiones a V8. Corrijo cálculo de incrementos. Al tomar el unto inicial y final de la trayectoria en
4  cualquier orden, se daban casos en los que los incrementos se sumaban en sentido contrarios, saliendo de la trayectoria.
5  Versión 10: Simula varios PMT PMT1 y PMT3
6  ¡OJO!, el cálculo está hecho para PMTs pegados a las caras (la x o la y deben ser 50 o - 50 según qué caras)
7  versión 11 añadido PMT2 y PMT4
8  Versión 18. Trayectorias divididas en puntos luminosos de 1 mm */
9
10 // #include <string.h>
11 #include <stdlib.h>
12 #include <stdio.h>
13 #include <time.h>
14 // #include <fcntl.h>
15 // #include <unistd.h>
16 #include <sys/time.h>
17 #include <math.h>
18
19 using namespace std;
20
21
22 // VARIABLES GLOBALES
23
24 int caras;
25 float xs,ys,zs,xi,yi,zi,b,l,bmed,lmed,xc2,yc2,zc2,lc2,gc2,teta,fi;
26
27 // FUNCIONES
28
29 int genera(); // Declara función de generación de trayectoria a través del centellador.
30
31
32
33
34
35 int main(int argc, char* argv[]) {
36
37     int i,j,k,yr,ck,elem,ken,ke,ve,numpart;
38     char nomFich[32]; // Cadena para almacenar el nombre del fichero de cada momento.
39     float dat[10],x,y,z,mod,pmt1,pmtmed1,at1,
40         dis1,alfa,cosgam1,singam1,lim1,enerpt1,enerptot1,coref,anglimit,sinlim,tglim,coslim,am1,am2,am3,am4,
41         dislim,cal,lx1,ly1,ya1,yb1,xp1,yp1,lal,at,xci,xcs,delta1,delta2,absd1,absd2,xm,ym,zm,bra1,brb1,disr1,
42         ypra1,yprb1,incre,increx,increy,increz,pmt2,pmt3,pmt4,xp2,xp3,xp4,yp2,yp3,yp4,pmtmed2,pmtmed3,pmtmed4,bra2,bra3,
43         bra4,brb2,brb3,brb4,xpra2,ypra3,xpra4,xprb2,yprb3,xprb4,tgcal,enerptot2,enerptot3,enerptot4,enerpt2,enerpt3,enerpt4,
44         lx2,lx3,lx4,ly2,ly3,ly4,dis2,dis3,dis4,disr2,disr3,disr4,ya2,ya3,ya4,yb2,yb3,yb4,kf,krd,dism1,dism2,dism3,dism4;
45
46     struct timeval vtp;
47     struct tm *st; // Estructura de time.h donde time() o timeval.tv_sec deja los datos de fecha y hora.
48
49     FILE *f1; // Declara puntero tipo fichero
50
51
52
53     gettimeofday(&vtp,NULL);
54     st=gmtime(&vtp.tv_sec);
55     yr=st->tm_year-100;
56     ck=vtp.tv_sec;
57
58
59     /* Nombre de fichero con aÃ±o, mes, dÃ±a, hora, minuto y segundo. El aÃ±o lo devuelve como aÃ±os pasados desde 1900 */
60
61     sprintf(nomFich,"%02i%02i%02i%02i%02i%02i.txt",yr,st->tm_mon+1,st->tm_mday,st->tm_hour,st->tm_min,st->tm_sec);
62
63     /* Abre fichero para guardar datos */
64
65     f1=fopen(nomFich,"w"); // Abre fichero de texto para escritura
66     if(!f1) {
67         perror("No se puede abrir el fichero");
68         return -1;
69     }
70     /*****
71     // DEFINICIÓN DE DIMENSIONES Y VARIABLES
72
73     // CENTELLADOR INFERIOR (EL MÁS GRANDE)
74     b=5; // Grosor del centellador en cm
75     l=100; // Lado del centellador en cm. Es cuadrado.
76     bmed=b/2;
77     lmed=l/2;
78     coref=1.58; // Coeficiente de refracción del cristal
79     lal=160; // Light Attenuation Length. Coeficiente de atenuación que da el fabricante del plástico
80             // (160 cm para BC400).
81             // Hay que asegurarse si poner el LAL o el BLAL (Bulk Light Attenuation Length). Este tiene
82             // en cuenta los múltiples rebotes de la luz y llegan más fotones. Es 250 cm para el BC400.
83
84     anglimit=asinf(1/1.58); // Angulo límite debido a la refracción
85     cal=M_PI_2-anglimit; // Complementario del ángulo límite o crítico
```



```
86   sinlim=sinf(anglimit);      // Seno del ángulo límite en variable para no estar calculando continuamente.
87   coslim=cosf(anglimit);      // Coseno del ángulo límite
88   tglim=tanf(anglimit);       // Tangente ángulo límite
89   dislim=pmtmed1/tglim;       // Distancia del PMT a la que entra todo el doble haz del ángulo límite.
90   // Define zonas para cálculo
91   tgcal=tanf(cal);           // Tangente del complementario al ángulo límite
92
93   // CENTELLADOR 2 (SUPERIOR) Se supone paralelo al centellador 1 y cuadrado
94   // Coordenadas x,y,z del centro, grosor y lado.
95
96   gc2=2;
97   lc2=6;
98   xc2=20;
99   yc2=0;
100  zc2=5;
101
102
103   // FOTOMULTIPLICADOR PMT1
104   pmt1=100;                  // Ancho del PMT en cm.
105   pmtmed1=pmt1/2;
106   xp1=50;                    // Coordenada x de la posición del PMT1
107   yp1=0;                     // Coordenada y de la posición del PMT1
108
109   // FOTOMULTIPLICADOR PMT2
110   pmt2=100;                  // Ancho del PMT en cm.
111   pmtmed2=pmt2/2;
112   xp2=0;                     // Coordenada x de la posición del PMT2
113   yp2=50;                    // Coordenada y de la posición del PMT2
114
115   // FOTOMULTIPLICADOR PMT3
116   pmt3=100;                  // Ancho del PMT en cm.
117   pmtmed3=pmt3/2;
118   xp3=-50;                   // Coordenada x de la posición del PMT3
119   yp3=0;
120
121   // FOTOMULTIPLICADOR PMT4
122   pmt4=100;                  // Ancho del PMT en cm.
123   pmtmed4=pmt4/2;
124   xp4=0;                     // Coordenada x de la posición del PMT4
125   yp4=-50;                   // Coordenada y de la posición del PMT4
126
127   // ZONAS CENTELLADOR REFLEXION PMT1
128
129   bra1=l-yp1-pmtmed1-tglim*xp1; // Término b de la recta y=ax+b. Los puntos por encima de ella aportan reflexiones
130   brb1=-l-yp1+pmtmed1+tglim*xp1; // Término b de la recta y=-ax+b. Los puntos por debajo de ella aportan reflexiones
131   ypra1=l-yp1;                // Coordenada y del punto simétrico de la y del PMT respecto a cara superior
132   yprb1=-l-yp1;              // Coordenada y del punto simétrico de la y del PMT respecto a cara inferior
133
134
135   // ZONAS CENTELLADOR REFLEXION PMT2
136
137   bra2=yp2-tgcal*(l-xp2-pmtmed2); // Término b de la recta y=ax+b. Los puntos por debajo de ella aportan reflexiones
138   brb2=yp2-tgcal*(l+xp2-pmtmed2); // Término b de la recta y=-ax+b. Los puntos por debajo de ella aportan reflexiones
139   xpra2=l-xp2;                // Coordenada x del punto simétrico de la y del PMT respecto a cara superior
140   xprb2=-l-xp2;              // Coordenada x del punto simétrico de la y del PMT respecto a cara inferior
141
142   // ZONAS CENTELLADOR REFLEXION PMT3
143
144   bra3=l-yp3-pmtmed3+tglim*xp3; // Término b de la recta y=ax+b. Los puntos por encima de ella aportan reflexiones
145   brb3=-l-yp3+pmtmed3-tglim*xp3; // Término b de la recta y=-ax+b. Los puntos por debajo de ella aportan reflexiones
146   ypra3=l-yp3;                // Coordenada y del punto simétrico de la y del PMT respecto a cara superior
147   yprb3=-l-yp3;              // Coordenada y del punto simétrico de la y del PMT respecto a cara inferior
148
149   // ZONAS CENTELLADOR REFLEXION PMT4
150
151   bra4=yp4+tgcal*(l-xp4-pmtmed4); // Término b de la recta y=ax+b. Los puntos por encima de ella aportan reflexiones
152   brb4=yp4+tgcal*(l+xp4-pmtmed4); // Término b de la recta y=-ax+b. Los puntos por encima de ella aportan reflexiones
153   xpra4=l-xp4;                // Coordenada x del punto simétrico de la y del PMT respecto a cara superior
154   xprb4=-l-xp4;              // Coordenada x del punto simétrico de la y del PMT respecto a cara inferior
155
156   // DATOS PARA LA SIMULACIÓN
157
158   numpart=10000;             // Número de partículas para la simulación (iteraciones).
159   ke=20;                     // Constante que multiplica a la energía aportada por cada punto al PMT
160   ve=1;                       // Variación aleatoria de la energía depositada por cada partícula sobre ke
161   ken=ke;                     // Constante de cantidad de energía de cada partícula que multiplica al final
162
163   // CONSTANTE PARA AÑADIR INFLUENCIA DE ENERGÍA POR REFLEXIÓN DIFUSA.
164
165   krd=0;                      // Pongo un coeficiente que multiplica a la energía difusa estimada
166
167
168
169   /*****/
170
```

```
171 // srand(time(NULL));
172
173 for(i=0;i<numpart;i++) { // Este bucle corresponde al paso de un muón.
174
175 // GENERACIÓN DE LA VARIACIÓN DE ENERGÍA DEPOSITADA POR CADA PARTÍCULA DE FORMA ALEATORIA
176
177 j=rand()%ve;
178 ken=ke+j;
179
180
181 // GENERACIÓN DE VECTOR DE POSICIÓN DE LA TRAYECTORIA DEL MUÓN (ÁNGULOS TETA (ELEVACIÓN) Y FI (ACIMUT)
182 // Origen de coordenadas en el centro del centellador.
183
184 caras=0;
185 do {
186 genera();
187 }while(caras<2);
188
189 // MÓDULO (longitud) DEL SEGMENTO DENTRO DEL PLÁSTICO
190
191 mod=sqrt(pow((xs-xi),2)+pow((ys-yi),2)+pow((zs-zi),2));
192 disml=mod*10;
193 elem=(int)disml; // Divido la trayectoria completa en puntos luminosos de la misma energía.
194 // La que deja un muón al recorrer un milímetro
195 // printf("%i %f\t",elem,mod);
196 // getchar();
197
198 // CÁLCULO DE COORDENADAS DE PUNTO MEDIO EN LA TRAYECTORIA A TRAVÉS DEL PLÁSTICO
199 xm=(xs+xi)/2;
200 ym=(ys+yi)/2;
201 zm=(zs+zi)/2;
202
203 disml=sqrt(pow((xm-xp1),2)+pow((ym-yp1),2)); // Distancia del punto medio de la trayectoria al centro del PMT
204 // en plano XY.
205 dism2=sqrt(pow((xm-xp2),2)+pow((ym-yp2),2));
206 dism3=sqrt(pow((xm-xp3),2)+pow((ym-yp3),2));
207 dism4=sqrt(pow((xm-xp4),2)+pow((ym-yp4),2));
208
209 am1=atanf((ym-yp1)/(xm-xp1)); // Ángulo formado por la línea que une el centro del PMT ocn el punto medio y
210 // el eje del PMT.
211 am2=atanf((xm-xp2)/(ym-yp2));
212 am3=atanf((ym-yp3)/(xm-xp3));
213 am4=atanf((xm-xp4)/(ym-yp4));
214
215
216 // printf("%.1f %.1f %.1f\t%.1f %.1f %.1f\t%.1f %i\n",xs,ys,zs,xi,yi,zi,mod,caras);
217 // getchar();
218
219
220 /*****/
221 // SUMATORIO DE LA ENERGÍA DEPOSITADA POR TODOS LOS PUNTOS EN QUE DIVIDIMOS LA TRAYECTORIA DENTRO DEL PLÁSTICO
222
223 incre=mod/elem; // Longitud que se va incrementando con cada punto luminoso a lo largo de la trayectoria
224 increx=(xs-xi)/elem;
225 increy=(ys-yi)/elem;
226 increz=(zs-zi)/elem;
227 x=xi;
228 y=yi;
229 z=zi;
230
231 // Inicializamos a 0 los contadores de energía de cada PMT
232 enertot1=0;
233 enertot2=0;
234 enertot3=0;
235 enertot4=0;
236
237 // Puesta a cero de las variables sumadoras de energía en cada punto.
238 enerpt1=0;
239 enerpt2=0;
240 enerpt3=0;
241 enerpt4=0;
242
243 for(k=0;k<elem;k++) {
244 x=x+increx;
245 y=y+increy;
246 z=z+increz;
247
248 // if(fabs(x)>50 || fabs(y)>50 || fabs(z)>2.5) {
249 // printf("%.1f %.1f %.1f %.1f %.1f %.1f %.1f %.1f %.1f\n",x,y,z,xi,yi,zi,xs,ys,zs);
250 // getchar();
251 // }
252
253 /*****/
254 // APORTACIÓN DE UN PUNTO LUMINOSO AL PMT1.
255 // No se considera z. Misma aportación por cada punto en cualquier z debido al coeficiente de refracción.
```

```
256
257     lx1=xp1-x;           // Variable para cálculo según ubicación PMT.
258     ly1=y-yp1;         // Variable para cálculo según ubicación PMT.
259                         // Ojo, las he puesto así para que sea coherente la coordenada con el valor de ángulos.
260
261     dis1=sqrt(pow((lx1),2)+pow(ly1,2)); // Distancia del punto al centro del PMT.
262
263     delta1=atanf((ly1-pmtmed1)/lx1); // Ángulo dibujo en texto.
264     delta2=atanf((ly1+pmtmed1)/lx1);
265     alfa=delta2-delta1;
266
267     absd1=fabs(delta1);
268     absd2=fabs(delta2);
269
270     enerpt1=alfa;
271
272 //     printf("%.1f %.1f %.1f %.4f %.4f %.4f\n",x,y,z,delta1,delta2,alfa);
273 //     getchar();
274
275
276 // APORTACIÓN DE ENERGÍA SEGÚN ZONAS EN EL PLÁSTICO DEBIDAS AL COEFICIENTE DE REFRACCIÓN
277 // Ver apuntes
278
279     if(delta1>=anglimit || delta2<=-anglimit){ // Zonas E y D
280         enerpt1=0;
281         printf("%.4f %.4f %.4f\n",enerpt1,delta1,delta2);
282         //     getchar();
283     }
284     else
285     if(absd1<anglimit && absd2<anglimit) enerpt1=alfa; // Zona A
286     else
287     if(delta1<-anglimit && delta2>anglimit){ // Zona F
288         enerpt1=2*anglimit; // (1-coslim)*2*M_PI;//2*anglimit;
289                             // En realidad es (1-coslim)/2. Pero hay que multiplicar por 4y por Pi porque
290                             // no estoy dividiendo en el resto de cálculos.
291         //     printf("%.4f %.4f %.4f\n",enerpt1,2*anglimit,alfa);
292         //     getchar();
293     }
294     else {
295         if(delta1<-anglimit && absd2<anglimit) delta1=-anglimit; //Zona B
296         if(delta2>anglimit && absd1<anglimit) delta2=anglimit; //zona C
297         alfa=delta2-delta1;
298         enerpt1=alfa;
299         //     printf("%.4f %.4f %.4f\n",enerpt1,delta1,delta2);
300         //     getchar();
301     }
302
303 // ATENUACIÓN. Aplicación del coeficiente de atenuación en función de la distancia.
304     at=exp(-dis1/lal);
305     enerpt1=at*enerpt1;
306
307
308 // APORTACIÓN DE CADA PUNTO POR REFLEXIÓN EN CARAS LATERALES.
309
310     ya1=tglim*x+bral; // Recta por encima de la cual puede haber reflexión
311     yb1=-tglim*x+brb1; // Recta que delimita la zona inferior. y negativas.
312
313 // ZONA SUPERIOR
314     if(y>ya1){
315         delta1=atanf((ypral-pmtmed1-y)/lx1); // Ángulo dibujo en texto.
316         delta2=atanf((ypral+pmtmed1-y)/lx1);
317         if(delta2>anglimit) delta2=anglimit;
318         alfa=delta2-delta1;
319         // ATENUACION Aquí es distinta distancia. Recorre más camino.
320         disr1=sqrt(pow((lx1),2)+pow(ypral-y,2));
321         at=exp(-disr1/lal);
322         alfa=alfa*at;
323         enerpt1=enerpt1+alfa;
324         //     printf("%f %f %f %.1f %.1f %.1f %f %f\n",disr1,at,ya1,x,y,z,bral,alfa,enerpt1);
325         //     getchar();
326     }
327 // ZONA INFERIOR
328     if(y<yb1){
329         delta1=atanf((yprb1-pmtmed1-y)/lx1); // Ángulo dibujo en texto.
330         delta2=atanf((yprb1+pmtmed1-y)/lx1);
331         if(delta1<-anglimit) delta1=-anglimit;
332         alfa=delta2-delta1;
333         // ATENUACION Aquí es distinta distancia. Recorre más camino.
334         disr1=sqrt(pow((lx1),2)+pow(yprb1-y,2));
335         at=exp(-disr1/lal);
336         alfa=alfa*at;
337         enerpt1=enerpt1+alfa;
338         //     printf("%f %f %f %.1f %.1f %.1f %f %f\n",disr1,at,yb1,x,y,z,brb1,alfa,enerpt1);
339         //     getchar();
340     }
}
```

```
341 //      printf("%f\t%f\t%f\t%.1f\t%.1f\t%.1f\t%f\n",mod,incre,ya1,x,y,z,enerpt1);
342 //
343 //      getchar();
344
345
346 /*****
347 // APORTACIÓN DE UN PUNTO LUMINOSO AL PMT2.
348
349     lx2=x-xp2;          // Variable para cálculo según ubicación PMT.
350     ly2=yp2-y;         // Variable para cálculo según ubicación PMT.
351                       // Ojo, las he puesto así para que sea coherente la coordenada con el valor
352                       // de ángulos.
353
354     dis2=sqrt(pow((lx2),2)+pow((ly2),2)); // Distancia del punto al centro del PMT.
355
356     delta1=atanf((lx2-pmtmed2)/ly2);    // Ángulo dibujo en texto.
357     delta2=atanf((lx2+pmtmed2)/ly2);    // delta2 siempre mayor que delta1
358     alfa=delta2-delta1;                // alfa siempre positivo
359
360     absd1=fabs(delta1);
361     absd2=fabs(delta2);
362
363     enerpt2=alfa;
364
365 //      printf("%.1f %.1f %.4f %.4f %.4f\n",x,y,z,delta1,delta2,alfa);
366 //      getchar();
367
368
369 // APORTACIÓN DE ENERGÍA SEGÚN ZONAS EN EL PLÁSTICO DEBIDAS AL COEFICIENTE DE REFRACCIÓN
370 // Ver apuntes
371
372     if(delta1>anglimit || delta2<=-anglimit){ // Zonas D y E
373         enerpt2=0;
374 //      printf("%.4f %.4f %.4f\n",enerpt1,delta1,delta2);
375 //      getchar();
376     }
377     else
378     if(absd1<anglimit && absd2<anglimit) enerpt2=alfa; // Zona A
379     else
380     if(delta1<-anglimit && delta2>anglimit){ // Zona F
381         enerpt2=2*anglimit; // (1-coslim)*2*M_PI;//2*anglimit; // En realidad es (1-coslim)/2. Pero hay
382 //      que multiplicar por 4y por Pi porque no estoy dividiendo en el resto de cálculos.
383 //      printf("%.4f %.4f %.4f\n",enerpt1,2*anglimit,alfa);
384 //      getchar();
385     }
386     else {
387         if(delta1<-anglimit && absd2<anglimit) delta1=-anglimit; // Zona B
388         if(delta2>anglimit && absd1<anglimit) delta2=anglimit; // Zona C
389         alfa=delta2-delta1;
390         enerpt2=alfa;
391 //      printf("%.4f %.4f %.4f\n",enerpt1,delta1,delta2);
392 //      getchar();
393     }
394
395 // ATENUACIÓN. Aplicación del coeficiente de atenuación en función de la distancia.
396     at=exp(-dis2/lal);
397     enerpt2=at*enerpt2;
398
399 // APORTACIÓN DE CADA PUNTO POR REFLEXIÓN EN CARAS LATERALES.
400
401     ya2=tgcal*x+bra2; // Recta por debajo de la cual puede haber reflexión
402     yb2=-tgcal*x+brb2; // Recta que delimita la zona inferior. y negativas.
403
404 // ZONA DERECHA
405     if(y<ya2){
406         delta1=atanf((xpra2-pmtmed2-x)/ly2); // Ángulo dibujo en texto.
407         delta2=atanf((xpra2+pmtmed2-x)/ly2);
408         if(delta2>anglimit) delta2=anglimit;
409         alfa=delta2-delta1;
410 // ATENUACION Aquí es distinta distancia. Recorre más camino.
411         disr2=sqrt(pow((ly2),2)+pow(xpra2-x,2));
412         at=exp(-disr2/lal);
413         alfa=alfa*at;
414         enerpt2=enerpt2+alfa;
415 //      printf("%f %f %f %.1f %.1f %.1f %.1f %f %f\n",disr1,at,ya1,x,y,z,bral,alfa,enerpt1);
416 //      getchar();
417     }
418 // ZONA INFERIOR
419     if(y<yb2){
420         delta1=atanf((xprb2-pmtmed2-x)/ly2); // Ángulo dibujo en texto.
421         delta2=atanf((xprb2+pmtmed2-x)/ly2);
422         if(delta1<-anglimit) delta1=-anglimit;
423         alfa=delta2-delta1;
424 // ATENUACION Aquí es distinta distancia. Recorre más camino.
```

```

425         disr2=sqrt(pow((ly2),2)+pow(xprb2-x,2));
426         at=exp(-disr2/lal);
427         alfa=alfa*at;
428         enerpt2=enerpt2+alfa;
429 //         printf("%f %f %f %.1f %.1f %.1f %.1f %f %f\n",disr1,at,yb1,x,y,z,brb1,alfa,enerpt1);
430 //         getchar();
431     }
432
433 //         printf("%f\t%f\t%f\t%.1f\t%.1f\t%.1f\t%f\n",mod,incre,yal,x,y,z,enertot1);
434 //         getchar();
435
436
437 /*****
438 // APORTACIÓN DE UN PUNTO LUMINOSO AL PMT3.
439 // No se considera z. Misma aportación por cada punto en cualquier z debido al coeficiente de refracción.
440
441         lx3=x-xp3;           // Aquí lo pongo a la inversa a PMT1 para que siga mismo criterio de signos.
442         ly3=y-yp3;           // Variable para cálculo según ubicación PMT.
443                             // Ojo, las he puesto así para que sea coherente la coordenada con el valor de ángulos.
444
445         dis3=sqrt(pow((lx3),2)+pow(ly3,2)); // Distancia del punto al centro del PMT.
446
447         delta1=atanf((ly3-pmtmed3)/lx3); // Ángulo dibujo en texto. delta2 siempre mayor que delta1
448         delta2=atanf((ly3+pmtmed3)/lx3);
449         alfa=delta2-delta1;           // Alfa siempre positivo
450
451         absd1=fabs(delta1);
452         absd2=fabs(delta2);
453
454         enerpt3=alfa;
455
456 //         printf("%.1f %.1f %.1f %.4f %.4f %.4f\n",x,y,z,delta1,delta2,alfa);
457 //         getchar();
458
459
460 // APORTACIÓN DE ENERGÍA SEGÚN ZONAS EN EL PLÁSTICO DEBIDAS AL COEFICIENTE DE REFRACCIÓN
461 // Ver apuntes
462
463         if(delta1>anglimit || delta2<=-anglimit){ // Zonas D y E
464             enerpt3=0;
465 //             printf("%.4f %.4f %.4f\n",enerpt3,delta1,delta2);
466 //             getchar();
467         }
468         else
469         if(absd1<anglimit && absd2<anglimit) enerpt3=alfa; // Zona A
470         else
471         if(delta1<-anglimit && delta2>anglimit){ // Zona F
472             enerpt3=2*anglimit; // En realidad es (1-coslim)/2. Pero hay que multiplicar por 4y por Pi porque
473                                 // no estoy dividiendo en el resto de cálculos.
474 //             printf("%.4f %.4f %.4f %.4f\n",enerpt3,2*anglimit,alfa);
475 //             getchar();
476         }
477         else {
478             if(delta1<-anglimit && absd2<anglimit) delta1=-anglimit; // Zonas C y B
479             if(delta2>anglimit && absd1<anglimit) delta2=anglimit;
480             alfa=delta2-delta1;
481             enerpt3=alfa;
482 //             printf("%.1f %.1f %.1f %.4f %.4f %.4f %.4f %.4f\n",x,y,z,enerpt3,delta1,delta2,alfa,anglimit);
483 //             getchar();
484         }
485
486 // ATENUACIÓN. Aplicación del coeficiente de atenuación en función de la distancia.
487         at=exp(-dis3/lal);
488         enerpt3=at*enerpt3;
489
490
491 // APORTACIÓN DE CADA PUNTO POR REFLEXIÓN EN CARAS LATERALES.
492
493         ya3=-tglim*x+bra3; // Recta por encima de la cual puede haber reflexión
494         yb3=tglim*x+brb3; // Recta que delimita la zona inferior. y negativas.
495
496 // ZONA SUPERIOR
497         if(y>ya3){
498             delta1=atanf((ypra3-pmtmed3-y)/lx3); // Ángulo dibujo en texto.
499             delta2=atanf((ypra3+pmtmed3-y)/lx3);
500             if(delta2>anglimit) delta2=anglimit;
501             alfa=delta2-delta1;
502 // ATENUACION Aquí es distinta distancia. Recorre más camino.
503             disr3=sqrt(pow((lx3),2)+pow(ypra3-y,2));
504             at=exp(-disr3/lal);
505             alfa=alfa*at;
506             enerpt3=enerpt3+alfa;
507 //             printf("%f %f %f %.1f %.1f %.1f %.1f %f %f\n",disr3,at,ya3,x,y,z,bra3,alfa,enerpt3);
508 //             getchar();
509         }

```

```
510
511 // ZONA INFERIOR
512 if(y<yb3){
513     delta1=atanf((yprb3-pmtmed3-y)/lx3); // Ángulo dibujo en texto.
514     delta2=atanf((yprb3+pmtmed3-y)/lx3);
515     if(delta1<-anglimit) delta1=-anglimit;
516     alfa=delta2-delta1;
517 // ATENUACION Aquí es distinta distancia. Recorre más camino.
518     disr3=sqrt(pow((lx3),2)+pow(yprb3-y,2));
519     at=exp(-disr3/lal);
520     alfa=alfa*at;
521     enerpt3=enerpt3+alfa;
522 // printf("%f %f %f %.1f %.1f %.1f %.1f %f %f\n",disr3,at,yb3,x,y,z,brb3,alfa,enerpt3);
523 // getchar();
524 }
525
526
527 /*****
528 // APORTACIÓN DE UN PUNTO LUMINOSO AL PMT4.
529
530     lx4=x-xp4; // Variable para cálculo según ubicación PMT.
531     ly4=y-yp4; // Variable para cálculo según ubicación PMT.
532 // Ojo, las he puesto así para que sea coherente la coordenada con el valor de ángulos.
533
534     dis4=sqrt(pow((lx4),2)+pow(ly4,2)); // Distancia del punto al centro del PMT.
535
536     delta1=atanf((lx4-pmtmed4)/ly4); // Ángulo dibujo en texto.
537     delta2=atanf((lx4+pmtmed4)/ly4); // delta2 siempre mayor que delta1
538     alfa=delta2-delta1; // alfa siempre positivo
539
540     absd1=fabs(delta1);
541     absd2=fabs(delta2);
542
543     enerpt4=alfa;
544
545 // printf("%.1f %.1f %.1f %.4f %.4f %.4f\n",x,y,z,delta1,delta2,alfa);
546 // getchar();
547
548
549 // APORTACIÓN DE ENERGÍA SEGÚN ZONAS EN EL PLÁSTICO DEBIDAS AL COEFICIENTE DE REFRACCIÓN
550 // Ver apuntes
551
552     if(delta1>=anglimit || delta2<=-anglimit){ // Zonas D y E
553         enerpt4=0;
554 // printf("%.4f %.4f %.4f\n",enerpt1,delta1,delta2);
555 // getchar();
556     }
557     else
558     if(absd1<anglimit && absd2<anglimit) enerpt4=alfa; // Zona A
559     else
560     if(delta1<-anglimit && delta2>anglimit){ // Zona F
561         enerpt4=2*anglimit; // (1-coslim)*2*M_PI//2*anglimit; // En realidad es (1-coslim)/2. Pero hay
562 // que multiplicar por 4y por Pi porque no estoy dividiendo en el resto de cálculos.
563 // printf("%.4f %.4f %.4f\n",enerpt1,2*anglimit,alfa);
564 // getchar();
565     }
566     else {
567         if(delta1<-anglimit && absd2<anglimit) delta1=-anglimit; // Zona B
568         if(delta2>anglimit && absd1<anglimit) delta2=anglimit; // Zona C
569         alfa=delta2-delta1;
570         enerpt4=alfa;
571 // printf("%.4f %.4f %.4f\n",enerpt1,delta1,delta2);
572 // getchar();
573     }
574
575 // ATENUACIÓN. Aplicación del coeficiente de atenuación en función de la distancia.
576     at=exp(-dis4/lal);
577     enerpt4=at*enerpt4;
578
579 // APORTACIÓN DE CADA PUNTO POR REFLEXIÓN EN CARAS LATERALES.
580
581     ya4=-tgcal*x+bra4; // Recta por debajo de la cual puede haber reflexión
582     yb4=tgcal*x+brb4; // Recta que delimita la zona inferior. y negativas.
583
584 // ZONA DERECHA
585 if(y>ya4){
586     delta1=atanf((xpra4-pmtmed4-x)/ly4); // Ángulo dibujo en texto.
587     delta2=atanf((xpra4+pmtmed4-x)/ly4);
588     if(delta2>anglimit) delta2=anglimit;
589     alfa=delta2-delta1;
590 // ATENUACION Aquí es distinta distancia. Recorre más camino.
591     disr4=sqrt(pow((ly4),2)+pow(xpra4-x,2));
592     at=exp(-disr4/lal);
593     alfa=alfa*at;
```

```
594 enerpt4=enerpt4+alfa;
595 // printf("%f %f %f %.1f %.1f %.1f %.1f %f %f\n",disr1,at,ya1,x,y,z,bral,alfa,enerpt1);
596 // getchar();
597 }
598 // ZONA INFERIOR
599 if(y>yb4){
600     delta1=atanf((xprb4-pmtmed4-x)/ly4); // Ángulo dibujo en texto.
601     delta2=atanf((xprb4+pmtmed4-x)/ly4);
602     if(delta1<-anglimit) delta1=-anglimit;
603     alfa=delta2-delta1;
604 // ATENUACION Aquí es distinta distancia. Recorre más camino.
605     disr4=sqrt(pow((ly4),2)+pow(xprb4-x,2));
606     at=exp(-disr4/lal);
607     alfa=alfa*at;
608     enerpt4=enerpt4+alfa;
609 // printf("%f %f %f %.1f %.1f %.1f %f %f\n",disr1,at,yb1,x,y,z,brb1,alfa,enerpt1);
610 // getchar();
611 }
612
613 // printf("%f\t%f\t%f\t%.1f\t%.1f\t%.1f\t%f\n",mod,incre,ya1,x,y,z,enertot1);
614 // getchar();
615
616 /*****
617 // CASO EN QUE PMTs OCUPAN TODA LA CARA LATERAL
618
619 enerpt1=2*anglimit;
620 enerpt2=2*anglimit;
621 enerpt3=2*anglimit;
622 enerpt4=2*anglimit;
623
624 /*****
625 // ATENUACIÓN. Ajuste atenuación por distinto camino de rayos en plano vertical. Afecta a rayos directos y reflejados
626
627 if(lal=160){
628     at=(1-0.00088134*dis1);
629     enerpt1=at*enerpt1;
630     at=(1-0.00088134*dis2);
631     enerpt2=at*enerpt2;
632     at=(1-0.00088134*dis3);
633     enerpt3=at*enerpt3;
634     at=(1-0.00088134*dis4);
635     enerpt4=at*enerpt4;
636
637 // Atenuación total para ángulo 40 grados. Caso PMT lateral completo
638     at1=(1-0.00055595*dis1);
639     enerpt1=at1*enerpt1;
640     at1=(1-0.00055595*dis2);
641     enerpt2=at1*enerpt2;
642     at1=(1-0.00055595*dis3);
643     enerpt3=at1*enerpt3;
644     at1=(1-0.00055595*dis4);
645     enerpt4=at1*enerpt4;
646
647 }
648 else {
649     at=(1-0.00059114*dis1);
650     enerpt1=at*enerpt1;
651     at=(1-0.00059114*dis2);
652     enerpt2=at*enerpt2;
653     at=(1-0.00059114*dis3);
654     enerpt3=at*enerpt3;
655     at=(1-0.00059114*dis4);
656     enerpt4=at*enerpt4;
657
658 // Atenuación total para ángulo 40 grados. Caso PMT lateral completo
659     at1=(1-0.0003632435*dis1);
660     enerpt1=at1*enerpt1;
661     at1=(1-0.0003632435*dis2);
662     enerpt2=at1*enerpt2;
663     at1=(1-0.0003632435*dis3);
664     enerpt3=at1*enerpt3;
665     at1=(1-0.0003632435*dis4);
666     enerpt4=at1*enerpt4;
667
668 }
669
670 /*****
671 // INFLUENCIA DEL PATRON DE RECEPCIÓN DEL PMT. APROXIMADO AL COSENO
672
673 enerpt1=enerpt1*(lx1/dis1);
674 enerpt2=enerpt2*(ly2/dis2);
675 enerpt3=enerpt3*(lx3/dis3);
676 enerpt4=enerpt4*(ly4/dis4);
677
678
```



```
760 // GENERACIÓN DE LA TRAYECTORIA DEL MUÓN DENTRO DEL PLÁSTICO
761
762 int genera() {
763
764     int j;
765     float costeta,sinteta,cosfi,sinfi,x0,y0,z0,x1,y1,z1,k1,xabs,yabs,zabs;
766
767     // GENERACIÓN DE VECTOR DE POSICIÓN DE LA TRAYECTORIA DEL MUÓN (ÁNGULOS TETA (ELEVACIÓN) Y FI (ACIMUT)
768     // Origen de coordenadas en el centro del centellador.
769
770     j=rand()%6555; // Se puede llegar a 10.000 posibles distintos valores en el rango
771     // teta=M_PI*(float)j/6554; // Teta entre 0 y pi/2
772     // teta=(3*M_PI_2/4)+M_PI_2*((float)j/6554)/2;
773
774     // teta=acosf((float)j/6554);
775     // teta=M_PI_2;
776     teta=asinf(2*((float)j/6554)-1);
777     costeta=cosf(teta);
778     sinteta=sinf(teta);
779
780     j=rand()%6555;
781     fi=2*M_PI*(float)j/6554; //fi entre 0 y 2pi
782     // fi=0;
783     cosfi=cosf(fi);
784     sinfi=sinf(fi);
785
786
787     // GENERACIÓN DE PUNTO ALEATORIO DENTRO DEL VOLUMEN DEL CENTELLADOR (POR ÉL PASA EL MUÓN CON LA TRAYECTORIA GENERADA)
788
789     j=rand()%6555;
790     x0=-lmed+l*(float)j/6554;
791     // x0=-38+76*(float)j/6554;
792     // x0=20;
793
794     j=rand()%6555;
795     y0=-lmed+l*(float)j/6554;
796     // y0=-38+76*(float)j/6554;
797     // y0=20;
798
799     j=rand()%6555;
800     z0=-bmed+b*(float)j/6554;
801     // z0=0;
802
803     // GENERACIÓN DE PUNTO ALEATORIO DENTRO DEL VOLUMEN DEL SEGUNDO CENTELLADOR (BGO).
804
805     j=rand()%6555;
806     x0=(xc2-lc2/2)+lc2*(float)j/6554;
807
808     j=rand()%6555;
809     y0=(yc2-lc2/2)+lc2*(float)j/6554;
810
811     j=rand()%6555;
812     z0=(zc2-gc2/2)+gc2*(float)j/6554;
813
814
815     // Obtengo seno y coseno de teta y fi y lo demás del programa igual
816     k1=x1-x0;
817     k2=y1-y0;
818     k3=z1-z0;
819     k4=sqrt(pow(k1,2)+pow(k2,2));
820
821     sinfi=k2/k4;
822     cosfi=k1/k4;
823
824     k1=sqrt(pow(k3,2)+pow(k4,2));
825
826     sinteta=k3/k1;
827     costeta=k4/k1;
828
829     teta=asinf(sinteta);
830     fi=asinf(sinfi);
831
832     // printf("%.1f %.1f %.1f\t%.1f %.1f %.1f\t%.1f %.1f %.1f\n",x0,y0,z0,x1,y1,z1,k1,k3,k4);
833     // getchar();
834
835
836     // GENERACIÓN DE PUNTOS DE CORTE EN CARAS DEL PLÁSTICO.
837
838     /* z1 es la distancia entre z0 y el plano de la cara superior del plástico. Con él se calcula la k1 para calcular y z
839     * Hago z valor de cara superior. Para ver donde salen x e y con ese valor.
840     * Al darle a z el valor de la cara superior, en el momento en que x o y superen el valor de l/2,
841     * la trayectoria estará cortando una de las caras laterales, puesto que la x o la y se salen de las
842     * dimensiones del plástico */
843
844     /* Punto correspondiente a la trayectoria a la altura del plano superior del centellador
```

```
845 * Hago z valor de cara superior. Para ver donde salen x e y con ese valor.
846 * Al darle a z el valor de la cara superior, en el momento en que x o y superen el valor de l/2,
847 * la trayectoria estará cortando una de las caras laterales, puesto que la x o la y se salen de las
848 * dimensiones del plástico.
849 * Comprobada rutina para cortes con cara superior OK.
850 * Se guarda en variable el número de caras de corte hasta que vale 2. Pueden ser cualesquiera dos caras
851 * Esta rutina está probada y funciona bien. Después de muchos intentos sobran los else.*/
852
853 caras=0; // Contador de número de caras de corte
854
855 // CORTE CON CARA SUPERIOR
856
857 zs=bmed;
858 k1=(zs-z0)/sinteta;
859 xs=x0+k1*costeta*cosfi;
860 ys=y0+k1*costeta*sinfi;
861
862 xabs=fabs(xs); // Valor absoluto de x
863 yabs=fabs(ys); // Valor absoluto de y
864
865 if(xabs<lmed && yabs<lmed) caras++; // Corta cara superior y se hace caras=1
866
867 // CORTE CON CARA INFERIOR
868
869 // La diferencia con la superior está en el valor de z del plano inferior (z=0)
870 // Además el vector de posición de la recta es inverso
871
872 z1=-bmed;
873 k1=(z1-z0)/sinteta;
874 x1=x0+k1*costeta*cosfi;
875 y1=y0+k1*costeta*sinfi;
876
877 xabs=fabs(x1); // Valor absoluto de x
878 yabs=fabs(y1); // Valor absoluto de y
879
880
881 if(xabs<lmed && yabs<lmed){
882     if(caras) { // Caso de que ya corte la cara superior
883         xi=x1;
884         yi=y1;
885         zi=z1;
886     }
887     else { // Si caras=0 no cortaba ninguna cara le asignamos variables de primera cara de corte.
888         xs=x1;
889         ys=y1;
890         zs=z1;
891     }
892     caras++;
893 }
894
895 // CORTE CARA ANTERIOR
896
897 if(caras<2) { // Sólo corta una cara o ninguna. Si corta las dos no entra en esta rutina
898     x1=lmed;
899     k1=(x1-x0)/(costeta*cosfi);
900     y1=y0+k1*costeta*sinfi;
901     z1=z0+k1*sinteta;
902
903     yabs=fabs(y1); // Valor absoluto de y
904     zabs=fabs(z1); // Valor absoluto de z
905
906     if(yabs<lmed && zabs<bmed) {
907         if(caras) { // Caso de que ya corte una cara
908             xi=x1;
909             yi=y1;
910             zi=z1;
911         }
912         else { // Si caras=0 no cortaba ninguna cara le asignamos variables de primera cara de corte.
913             xs=x1;
914             ys=y1;
915             zs=z1;
916         }
917         caras++;
918     }
919
920 // CORTE CARA POSTERIOR
921
922 if(caras<2){ // Sólo corta una cara o ninguna. Si corta las dos no entra en esta rutina
923     x1=-lmed;
924     k1=(x1-x0)/(costeta*cosfi);
925     y1=y0+k1*costeta*sinfi;
926     z1=z0+k1*sinteta;
927
928     yabs=fabs(y1); // Valor absoluto de y
929     zabs=fabs(z1); // Valor absoluto de z
```

```
930
931     if(yabs<lmed && zabs<bmed) { // Corta cara posterior
932         if(caras) { // Caso de que ya corte una cara
933             xi=x1;
934             yi=y1;
935             zi=z1;
936         }
937         else { // Si caras=0 no cortaba ninguna cara le asignamos variables de primera cara de corte.
938             xs=x1;
939             ys=y1;
940             zs=z1;
941         }
942         caras++;
943     }
944
945 // CORTE CARA DERECHA
946
947     if(caras<2) {
948         y1=lmed;
949         k1=(y1-y0)/(costeta*sinfi);
950         x1=x0+k1*costeta*cosfi;
951         z1=z0+k1*sinteta;
952
953         xabs=fabs(x1); // Valor absoluto de x
954         zabs=fabs(z1); // Valor absoluto de z
955
956         if(xabs<lmed && zabs<bmed) { // Corta cara derecha
957             if(caras) { // Caso de que ya corte una cara
958                 xi=x1;
959                 yi=y1;
960                 zi=z1;
961             }
962             else { // Si caras=0 no cortaba ninguna cara le asignamos variables de primera cara de corte.
963                 xs=x1;
964                 ys=y1;
965                 zs=z1;
966             }
967             caras++;
968         }
969
970 // CORTE CARA IZQUIERDA
971
972         if(caras<2) {
973             y1=-lmed;
974             k1=(y1-y0)/(costeta*sinfi);
975             x1=x0+k1*costeta*cosfi;
976             z1=z0+k1*sinteta;
977
978             xabs=fabs(x1); // Valor absoluto de x
979             zabs=fabs(z1); // Valor absoluto de z
980
981             if(xabs<lmed && zabs<bmed) { // Corta cara izquierda
982                 if(caras) { // Caso de que ya corte una cara
983                     xi=x1;
984                     yi=y1;
985                     zi=z1;
986                 }
987                 else {
988                     xs=x1;
989                     ys=y1;
990                     zs=z1;
991                 }
992                 caras++;
993             }
994         }
995     }
996 }
997
998 // printf("%.0f %.0f\t%.1f %.1f %.1f\t%.1f %.1f %.1f\t%.1f %.1f
999 // %.1f\t%i\n",teta*57.295779513,fi*57.295779513,xs,ys,zs,xi,yi,zi,x0,y0,z0,caras);
1000 // getchar();
1001
1002 return(0);
1003 }
1004
1005
```

J.2 Código fuente del software del procesador principal en lenguaje C

```
1 /*****  
2 /***** PROGRAMA PRINCIPAL SAS CON UTILIZACIÓN DE PRUS VERSIÓN 6 PARA CANARIAS *****/  
3 * *****/  
4 *  
5 * *****/  
6 * VERSIONES ANTERIORES *****/  
7 *  
8 * * MIT0v52.c + prumito52.bin  
9 *  
10 * MIT0v52.c *****/  
11 * Versión final tras primera incorporación de PRU.  
12 *  
13 * El programa inicializa la PRU0 y carga el archivo de programa binario prumito52.bin  
14 *  
15 * En la primera versión:  
16 * La PRU está constantemente leyendo las cuatro entradas en bucle y la posición 30 de r31 donde se notifica interrupción  
17 * originada por programa principal (ARM) cada minuto exacto. En ese momento, graba el conteo de cada entrada (r11 a r14)  
18 * en las 4 primeras posiciones (16 primeros bytes) de la memoria de 8k de la PRU0, pone a 0 contadores y limpia registro  
19 * de interrupciones (si no la siguiente no funciona).  
20 * ARM guarda los datos.  
21 *  
22 * Además, PRU envía aviso a ARM cuando se produce una lectura en coincidencia a 4, poniendo a 1 el primer bit del byte 40  
23 * (posición 10 de palabras de 4 bytes (32 bits)). ARM, que está en bucle vigilando eso y el reloj para los minutos, toma  
24 * hora en ese instante, la guarda en fichero y pone a cero esa posición de memoria.  
25 *  
26 * Inicialmente, paso el nombre del programa en binario en el argumento. Finalmente lo dejo incluido en el programa.  
27 * La función cleanup no llega a ejecutarse, pues el programa está todo el tiempo en bucle. La dejo por si en el futuro  
28 * introduzco una forma de parar.  
29 *  
30 * *****/  
31 * VERSION MIT0v53.c + prumito53.bin  
32 *  
33 * He añadido la consulta del reloj RTC del sistema desde la PRU, La PRU pasa cada minuto los datos a ARM. Destacar la  
34 * conversión del dato por printf como hexadecimal pues el RTC lo da en BCD.  
35 * ARM sigue ocupado continuamente esperando a que haya un cambio en una posición de memoria que hace PRU0 cada minuto.  
36 * He observado que hay que leer el registro de minutos y segundos en RTC, si no, no salta de rutina ¿?.  
37 *  
38 *****/  
39 * VERSIÓN MIT0v55.C + prumito55.bin  
40 *  
41 * En esta versión la PRU0 almacena los datos de minuto y de coincidencia en dos buffers. Cada buffer dividido en dos bloques.  
42 * Los de minuto en la memoria de 8k de la PRU0, He dejado solo dos líneas por buffer. Cada línea es un minuto, Es decir,  
43 * el buffer es de 4 líneas, cada línea son 6 datos y cada dato 4 bytes. Por tanto, 96 bytes.  
44 * El buffer para marca temporal de coincidencia a 8 lo he puesto de 4000 líneas.  
45 * Es decir, 4 datos por línea a 4 bytes por dato, 64000 bytes. Dos bloques de 32.000 bytes. Este buffer está en la ddr.  
46 * Funciona bien.  
47 * Main comprueba el estado de los flags cada 5 seg (sleep 5), aunque se puede poner cada más, pues cada bloque admite más  
48 * datos de los generados en cada minuto.  
49 * FACILIDAD: Puedo cambiar los buffer según necesidad.  
50 * DESVENTAJA: Podría darse el caso de que se llenen dos buffer antes de comprobar, por eso el tiempo de sleep debe ser  
51 * suficientemente bajo en comparación con el tiempo de llenado del buffer. Siempre menor de 1 min.  
52 * No se carga a disco hasta que no se llena un bloque. Cuanto más grande sea más se pierde al parar el programa,  
53 * por eso está bien jugar con uno o dos minutos. En versiones posteriores quizás convenga subir el buffer de C8 al doble.  
54 * He tenido que repetir y adecuar la rutina del final del día para la grabación de archivos en sd y NAS y  
55 * cierre y apertura de nuevos.  
56 * La primera prueba ha funcionado correctamente. Con 5 s de sleep, se ve que la beagle no está tan saturada. Podría dar  
57 * del orden de 30 a 50 s.  
58 * Hay que probar UDP. Envíos cada minuto.  
59 *  
60 * He utilizado casi todos los registros de la PRU para guardar variables. Aunque algunos se pueden liberar utilizando  
61 * memoria, pero es más lento.  
62 *  
63 *****/  
64 * MIT0v56.c con prumito56.p  
65 *  
66 * Versión definitiva para cargar en MITO Antártida.  
67 * La PRU pone los datos en dos buffer de 2 líneas para datos minutos, así cada minuto guarda en disco un dato  
68 * (mitad del buffer).  
69 *  
70 * Para coincidencias he dejado el buffer en 1500 líneas. También cada minuto guardará medio buffer más o menos.  
71 * ARM duerme 5 segundos y chequea si hay algun semibuffer lleno para pasarlo a disco.  
72 * Todos los datos de tiempo grabados los provee PRU a partir del RTC del sistema y de un timer para cálculo de ms.  
73 * PRU le pasa el día a ARM con el flag de semibuffer y buffer lleno. Se utiliza para ver si ha habido cambio de día  
74 * a la hora de guardar datos cerrar y abrir ficheros.  
75 * He limpiado líneas de prueba y eliminado variables del programa antiguo.  
76 * PRU también guarda en últimas posiciones de memoria de 8k el dato de dirección inicial y tamaño de memoria DDR.  
77 *  
78 *****/  
79 * MIT0v57.c  
80 *  
81 * Añado la generación de un fichero con datos del valor de las tensiones de las fuentes HV  
82 * El prumito57.p es el mismo que el prumito56.p  
83 * Se graban las tensiones de HV cada hora en fichero xxxxxHV.txt cuatro campos con HV1 a HV4.  
84 * También se añade a trama UDP los cuatro valores de HV.  
85 *****/
```

```
86 *
87 * MIT0v58.c
88 *
89 * Igual a MIT0v57.c pero las cuatro tensiones HV se añaden a los cuatro contadores en fichero por horas.
90 * No se genera fichero nuevo para HV.
91 * prumito58.p es igual a prumito57.p
92 *
93 *
94 * *****
95 * MIT0v59.c ÚLTIMA VERSIÓN DEFINITIVA PARA ANTÁRTIDA (sólo utiliza una PRU la PRU0)
96 * *****
97 * MIT0v52.c + prumito52.bin
98 *
99 * La versión que dejo funcionando envía hasta diez veces la trama UDP para evitar el error que da en el primer envío
100 * y que no aparece en el segundo envío.
101 *
102 * En la última modificación (07/01/22) he añadido la fecha en los archivos con el dato del tiempo en que se produce cada
103 * coincidencia a 8. También lo he puesto en microsegundos. Aunque realmente parece que está tomando 42 kHz, pues tengo que
104 * dividir por 42 para obtener ms. Esto queda pendiente de tomar el timer de 25 MHz para conseguir resolución de us.
105 * También he añadido la fecha en archivos de cuentas por minuto.
106 *
107 * Modifico el divisor a 25 después de haber modificado prumito59.p para usar el timer2.
108 *
109 * 08/01/22
110 * Voy a modificar el Timer para conseguir resolución de 1 us. El Timer0 no permite seleccionar más que el reloj de 32 kHz.
111 * Usaré Timer2. He visto que en el mapa de memoria está cada timer en unas posiciones de memoria distintas.
112 * Funcionan todos igual. Hay que habilitar el timer con el registro CM_PER por ser periféricos.
113 * Seleccione la entrada del reloj de 25 MHz.
114 * - En CM_DPLL REGISTERS. se selecciona la entrada de los Timer. Pag 673. 0x44E0_0500. Timer2 offset 0x8
115 * - Timer0 funciona, pero no puede seleccionarse a la entrada más que el reloj de 32 KHz, por lo que la resolución máxima
116 * es de 32 us. No hay que habilitarle. Se activa con WKUP. Arranque sistema.
117 * - Timer1 (1ms) No funciona, se queda colgada la BBB
118 * - Timer2 No funciona. Se queda colgada la BBB.
119 * - Timer3 sí funciona.
120 * - Timer7 sí funciona
121 *
122 * Lo dejo con el timer3 en 25 MHz. Luego divido por 25 el contador en MIT0v59. Uso Timer3 porque no tiene conexiones de
123 * PADS de salida. Los Timer 4, 5, 6 y 7 sí. No sea que el S0 los vaya a usar.
124 *
125 * MODIFICO la rutina de grabación de ficheros en NAS y microSD. De forma que se graben todos los del día.
126 * También cuando ha habido cortes.
127 *
128 * AÑADO 2 segundos de espera para que, una vez cargado el programa de la PRU, le de tiempo a cargar hora en RTC,
129 * inicializar timer y poner en memoria los datos de fecha y hora para generar los nombres correctos de ficheros,
130 * que los toma main de los datos de tiempo que le pasa la PRU0
131 *
132 * 08/04/22
133 * Añado rutina que espera en bucle hasta que la hora del sistema se actualiza a una fecha posterior a 2020.
134 * Por defecto el S0 arranca con fecha de 2015. En Angstrom con fecha 2000. ¡0jo!, en última versión debían 2021.
135 *
136 * Añado también toma de diez datos de cada fuente de HV para hacer media y eliminar en parte el error en la
137 * lectura de algún voltio al hacer cada lectura instantánea.
138 *
139 * 15/03/22
140 * Añado la segunda comunicación UDP con calmatron.
141 *
142 * Modifico las fechas para que los flujos sean los correspondientes a minuto en que se ha recogido el flujo.
143 * También el fichero de horas. Hata ahora lo hacía a minuto pasado.
144 *
145 *
146 * *****
147 * VERSIÓN 6 VERSIÓN QUE UTILIZA PRU0 Y PRU1 VERSIÓN PARA CANARIAS
148 * *****
149 *
150 * MIT0v6.c + prumito6.bin + prulmito6.bin
151 *
152 * Esta versión arrastra todas las funcionalidades de la versión 59 descritas anteriormente.
153 *
154 * El programa inicializa PRU0 y PRU1 y carga los archivos de programa binario.
155 *
156 * Al utilizar PTU1 hay que cargar el archivo MITO-PRU-00A0.dts preparado con los pines de la PRU1 en iniciomitocan.sh
157 *
158 * Dejo la dirección y tamaño de memoria DDR en inicio de memoria compartida de 12k en lugar de en inicio mem 8k de PRU0.
159 *
160 * Para compilar Device Tree
161 * dtc -O dtb -o /lib/firmware/MITO-GPIOCAN-00A0.dtbo -b 0 -@ /lib/firmware/MITO-GPIOCAN-00A0.dts
162 *
163 * I2C
164 * 24/07/2021
165 * Introduzco las rutinas I2C para comunicar con el ADC que toma las tensiones de las fuentes Hamamatsu.
166 *
167 * ORDEN ADCs EN CAJA Y VARIABLES DEL PROGRAMA
168 *
169 * 1-3, 2-4, 3-8, 4-7, 5-1, 6-2, 7-6, 8-5
170 *
```

```
171 * 08/04/2022
172 * Añado a versión 6 todas las funcionalidades recientes descritas anteriormente de la versión MIT0v59 de la Antártida.
173 *
174 * *****/
175
176 /*****/
177 /***** LIBRERÍAS *****/
178 /*****/
179
180 #include <string.h>
181 #include <stdio.h>
182 #include <time.h>
183 #include <fcntl.h>
184 #include <termios.h>
185 #include <unistd.h>
186 #include <sys/time.h>
187 #include <stdlib.h>
188
189 // Librerías para las funciones UDP
190 #include <sys/types.h>
191 #include <sys/socket.h>
192 #include <netinet/in.h>
193 #include <sys/un.h>
194 #include <netdb.h>
195 #include <errno.h>
196 #include <stdio.h>
197 #include <arpa/inet.h>
198
199 // Librerías para las PRU
200 #include <prussdrv.h>
201 #include <pruss_intc_mapping.h>
202
203 // Librerías para I2C
204 #include <linux/i2c-dev.h>
205 #include <sys/ioctl.h>
206
207
208
209 /*****/
210 * FUNCIONES
211 * *****/
212
213 /***** pru_setup() -- INICIALIZA PRUS Y CONTROL DE INTERRUPCIONES *****/
214
215 Devuelve número distinto a 0 si hay error. *****/
216
217 static int pru_setup() {
218     int rtn;
219
220     /* Función obligatoria. Inicializa PRU y reserva memoria para ella. */
221     if((rtn = prussdrv_init()) != 0) {
222         fprintf(stderr, "Error en inicio de prussdrv_init()\n");
223         return rtn;
224     }
225
226     /* Función obligatoria. Inicializa mapeo de memoria y un evento de salida hacia el host (ARM) */
227     if((rtn = prussdrv_open(PRU_EVTOUT_0)) != 0) {
228         fprintf(stderr, "Error en inicialización de mapeo y evento de salida prussdrv_open()\n");
229         return rtn;
230     }
231
232     /***** Esto lo pongo de prueba y lo admite. Creo que PRU_EVTOUT_1 son los eventos que envía la PRU1
233     * También puede ser el nivel de prioridad de la interrupción hay hasta 10 (0-9) *****/
234     if((rtn = prussdrv_open(PRU_EVTOUT_1)) != 0) {
235         fprintf(stderr, "Error en inicialización de mapeo y evento de salida prussdrv_open()\n");
236         return rtn;
237     }
238
239 /***** ¡¡¡CUIDADO!!! SI PONGO ESTO ANTES DE LAS INSTRUCCIONES ANTERIORES, LUEGO DA ERROR DE "Segmentation fault" ***/
240
241 /* Inicializa y habilita el control de interrupciones */
242
243 tpruss_intc_initdata intc = PRUSS_INTC_INITDATA;
244 if((rtn = prussdrv_pruintc_init(&intc)) != 0) {
245     fprintf(stderr, "prussdrv_pruintc_init() failed\n");
246     return rtn;
247 }
248
249 return rtn;
250 }
251
252
253 /***
254 * Detiene PRUs
255 Devuelve 0 éxito. Distinto a 0 error.
```

```
256  */
257  static int pru_cleanup(void) {
258      int rtn = 0;
259
260      /* Limpia eventos */
261      if(prussdrv_pru_clear_event(PRU_EVTOUT_0, PRU0_ARM_INTERRUPT)) {
262          fprintf(stderr, " Error prussdrv_pru_clear_event()\n");
263          rtn = -1;
264      }
265
266      /* Halt y deshabilita PRU0 */
267      if((rtn = prussdrv_pru_disable(PRU0)) != 0) {
268          fprintf(stderr, " Error prussdrv_pru_disable(). PRU0\n");
269          rtn = -1;
270      }
271
272      /* Halt y deshabilita PRU1 */
273      if((rtn = prussdrv_pru_disable(PRU1)) != 0) {
274          fprintf(stderr, "Error prussdrv_pru_disable(). PRU1\n");
275          rtn = -1;
276      }
277
278      /* Libera los clocks de la PRU y deshabilita el módulo prussdrv */
279      if((rtn = prussdrv_exit()) != 0) {
280          fprintf(stderr, "Error prussdrv_exit()\n");
281          rtn = -1;
282      }
283
284      return rtn;
285  }
286
287  /******
288  /*                                MAIN                                */
289  /******
290
291  int main(int argc, char* argv[]) {
292
293
294      int fd[17], fcoinc;           // Cadena de enteros que designan los ficheros a abrir (uno por pin).
295                                  // Inicialmente eran 15. Pongo 17 para que no haya problemas con final de cadena.
296
297      unsigned int conlh[5];       // Contadores de una hora para las cuatro entradas.
298
299      float tot[8];
300
301      int i,j,k,hora,diam,diac;
302      char dato,trama[100],trama2[100];
303      char nomFich1 [50],nomFich2 [50],nomFich3 [50];           // Cadenas para almacenar el nombre de los ficheros.
304      char nomFich12[50],nomFich22[50],nomFich32[50];         // Cadenas para almacenar el nombre de los ficheros.
305
306      // char confCoinc[5][9];
307      char comando[120];           // Variable para lanzar comando de copia de archivos a la microSD y directorios
308      unsigned int tmm=1, tmc=1;   // Testigos para saber cuando se llena una parte de buffer de memoria
309
310
311      struct timeval vtp;
312      struct tm *st;              // Estructura de time.h donde time() o timeval.tv_sec deja los datos de fecha y hora.
313
314      FILE *f1, *f2, *f3;         // Declara puntero tipo fichero
315
316
317  /******
318                                  AQUÍ INCLUYO LO NUEVO DE PRU
319  /******
320      int rtn;
321
322      /* prussdrv_init(). geteuid() devuelve el usuario actual. Si no es 0 error. Debe ser administrador? */
323      if(geteuid()) {
324          fprintf(stderr, "%s Iniciar programa como administrador\n", argv[0]);
325          return -1;
326      }
327
328      /* Inicializa PRU */
329      if(pru_setup()) {
330          printf("PRU no inicializa");
331          pru_cleanup();
332          return -1;
333      }
334
335  /****** AJUSTAR RELOJ HARDWARE A LA HORA DEL SISTEMA *****
336  *
337  * Esto lo hago por si al final utilizo el reloj RTC del sistema para tomar la hora con la PRU *****
338  * El comando de linux hwclock con la opción w sirve para poner en hora el RTC del sistema.
339  * Por defecto arranca con la hora de la BIOS.
340  * En la última versión lo quito y lo hace crontab, al inicio y luego cada 10 minutos
```



```
341 *
342 * *****/
343
344 // system("/sbin/hwclock -w"); // Para que funcione hwclock hay que poner el path completo.
345
346
347 /***** Inicialización de la memoria de PRU y DDR del sistema *****/
348
349 volatile void *mem_dds = NULL; // Puntero a la dirección (virtual) de memoria DDR RAM del sistema.
350
351 volatile void *mem_pru_12k = NULL; // Puntero al inicio de la memoria DRAM de 16KB de las PRUs
352 volatile void *mem_pru0_8k = NULL; // Puntero al inicio de la memoria DRAM de 8k de la PRU0
353 volatile void *mem_pru1_8k = NULL; // Puntero al inicio de la memoria DRAM de 8k de la PRU1
354
355 /** uint32_t Útil si almacenamos datos en grupos de 4 bytes **/
356
357 volatile uint32_t *memdds = NULL; // Declara puntero tipo unsigned int de 32 bits de valor máximo para memoria DDR
358
359 volatile uint32_t *mempru12k = NULL; // Declara puntero tipo unsigned int de 32 bits de valor máximo. Memoria PRUs
360 volatile uint32_t *mempru0 = NULL; // Declara puntero tipo unsigned int de 32 bits de valor máximo. Memoria 8k PRU0
361 volatile uint32_t *mempru1 = NULL; // Declara puntero tipo unsigned int de 32 bits de valor máximo. Memoria 8k PRU1
362
363 volatile uint32_t *flag = NULL; // Declara puntero para indicar a main cuando se producen datos.
364
365 volatile uint32_t *memo = NULL; // Declara puntero para utilizar de contador.
366
367 volatile uint16_t *mem1 = NULL;
368
369 /** Al haber declarado los punteros de tipo volatile (para que puedan albergar cualquier tipo de dato), después hay que
370 * declarar otro puntero de tipo uint32_t para poder tratarlo como un array con datos de 32 bytes */
371
372
373 // Mapea memoria de PRU. Las pongo todas para tenerlas, aunque sólo utilizaré la PRU0
374
375 prussdrv_map_prumem (PRUSS0_SHARED_DATARAM, (void **) &mem_pru_12k); // Obtiene dirección de memoria de inicio de
376 // la memoria compartida por las dos PRUs
377 prussdrv_map_prumem (PRUSS0_PRU0_DATARAM, (void **) &mem_pru0_8k); // Dirección de memoria de inicio memoria 8k de PRU0
378 prussdrv_map_prumem (PRUSS0_PRU1_DATARAM, (void **) &mem_pru1_8k); // Dirección de memoria de inicio memoria 8k de PRU1
379
380 prussdrv_map_extmem((void **) &mem_dds); // Obtiene dirección de memoria externa (DDR). Dirección (virtual).
381
382 mempru12k = (uint32_t *) mem_pru_12k; // Guarda en mempru12k (puntero) la dirección de inicio de memoria compart. PRUs
383 mempru0 = (uint32_t *) mem_pru0_8k; // Guarda en mempru0 (puntero) la dirección de inicio de memoria PRU0
384 mempru1 = (uint32_t *) mem_pru1_8k; // Guarda en mempru1 (puntero) la dirección de inicio de memoria PRU1
385
386 memdds = (uint32_t *) mem_dds; // Guarda en memdds (puntero) la dirección de inicio de memoria DDR
387
388 flag = mempru0 + 0x7f8; // Al estar declarados de 4 bytes, tengo que sumar la cantidad de memoria
389 // dividida por 4 (7f8) en lugar de 1fe0
390
391 flag[0]=0;
392 flag[1]=0;
393
394 /** printf("Dirección memoria: %x %x %x %x\n\n",mem_pru0_8k, flag, flag[0],flag[1] ); // Dirección de memoria PRU0
395 getchar();
396 */
397 unsigned int mem_dds_len = prussdrv_extmem_size(); // Declara variable para guardar tamaño
398 // de memoria exterior disponible
399 unsigned int phys_dds_addr = prussdrv_get_phys_addr((void *) mem_dds); // Dirección de memoria física DDR
400
401 unsigned int phis_mempru12k= prussdrv_get_phys_addr((void *) mem_pru_12k); // Dirección física memoria compartida PRUs 16k
402 unsigned int phis_mempru0 = prussdrv_get_phys_addr((void *) mem_pru0_8k); // Dirección física memoria compartida PRU0 8k
403 unsigned int phis_mempru1 = prussdrv_get_phys_addr((void *) mem_pru1_8k); // Dirección física memoria compartida PRU1 8k
404
405
406
407 /*****
408 * La PRU trabaja con direccionamiento de memoria física, pero el progama de C lo hace con direccionamiento virtual */
409
410 mempru12k[0] = phys_dds_addr; // Guarda la dirección de memoria física de la DDR en los primeros 4 primeros bytes de
411 // la memoria compartida PRUs. Se trata como un array, cada posición del array son 32
412 // bits, pues se declaró como uint32_t.
413
414 mempru12k[1] = mem_dds_len; // Guarda el tamaño de la memoria DDR en los siguientes 4 bytes (32 bits)
415
416
417 /***** CARGA Y EJECUCIÓN DE PROGRAMA PRU0 *****/
418
419 if((rtn = prussdrv_exec_program(PRU0, "/root/prumito6.bin")) < 0) {
420 fprintf(stderr, "Error al cargar el programa de la PRU. Función prussdrv_exec_program()\n");
421 return rtn;
422 }
423
424 /** RUTINA PARA ASEGURARSE DE QUE EL MISMO EL RTC Y ESTÁ POR ENCIMA 2020 *****/
425
```

```
426 do {
427     sleep(1); // Deja tiempo para que arranque el programa en la PRU, actualice RTC, inicie timer
428             // y ponga hora en flags de memoria.
429
430     gettimeofday(&vtp,NULL);
431     st=gmtime(&vtp.tv_sec);
432
433     i= (int)st->tm_year - (int)flag[7] - 100 + 12; // st->tm_year es un entero del año + 100.
434                                                // flag[7] es el año en BCD.
435                                                // Para años entre 16 y 32 hay un adiferencia de 12
436
437 //     printf("%i %i %x %x %x %x %x %x\n",i,st->tm_year,flag[7],flag[6],flag[5],flag[4],flag[3],flag[2]);
438
439 } while(i);
440
441 diac=flag[5]; // Recoge el día para guardar y utilizar en cambio día coincidencia a 8
442 diam=flag[5]; // Recoge dia para utilizar en la rutina de cambio de día de minutos
443 hora=flag[4]; // Guarda la hora que la PRU ha puesto en el final de la memoria PRU0 de 8k.
444 // printf("%x %x %x\n",diam,flag[4],flag[5]);
445 // getchar();
446
447
448 /****** CARGA Y EJECUCIÓN PROGRAMA PRU1 *****/
449 if((rtn = prussdrv_exec_program(PRU1, "/root/pru1mito6.bin")) < 0) {
450     fprintf(stderr, "Error al cargar el programa de la PRU. Función prussdrv_exec_program()\n");
451     return rtn;
452 }
453
454 /******
455
456
457 /** GUARDO DATO DE FECHA Y HORA PARA PODER PONER UN MINUTO MENOS Y UNA HORA MENOS EN LOS DATOS *****/
458 /** Esto es para que en cada minuto se exprese el flujo generado en ese minuto. Lo mismo para las horas *****/
459
460 char minuto0[20],hora0[15];
461
462 // Pone en minuto0 la fecha, hora y minuto actual para la grabación del siguiente minuto
463
464 sprintf(minuto0,"20%02x-%02x-%02x %02x:%02x",flag[7],flag[6],flag[5],flag[4],flag[3]);
465
466 sprintf(hora0,"20%02x-%02x-%02x %02x",flag[7],flag[6],flag[5],flag[4]);
467
468 /******
469
470 /** GENERACIÓN NOMBRES FICHEROS TOMANDO DATOS PUESTOS POR PRU0 *****/
471
472 sprintf(nomFich1,"/root/datos/%02x%02x%02x%02x%02x.txt", flag[7],flag[6],flag[5],flag[4],flag[3],flag[2]);
473 sprintf(nomFich2,"/root/datos/%02x%02x%02x%02x%02xc.txt", flag[7],flag[6],flag[5],flag[4],flag[3],flag[2]);
474 sprintf(nomFich3,"/root/datos/%02x%02x%02x.txt", flag[7],flag[6],flag[5]);
475
476
477 /****** COMUNICACIÓN UDP CON SERVIDOR BASE *****/
478
479 int Descriptor;
480 Descriptor = socket (AF_INET, SOCK_DGRAM, 0); // Crea un socket y devuelve un entero que es el descriptor del socket
481                                             // (Como un archivo)
482                                             // AF_INET: socket de red. Enviar datos por red
483                                             // SOCK_DGRAM: Socket UDP
484                                             // 0: Linux elige el protocolo
485
486 /** Declara y define la estructura tipo sockaddr_in en la que se incluye la dirección y puerto correspondiente
487 * al servidor que recogerá los datos */
488
489 struct sockaddr_in Direccion;
490 Direccion.sin_family = AF_INET;
491 Direccion.sin_port = htons(6093);
492 Direccion.sin_addr.s_addr = inet_addr("192.168.2.68");
493
494 connect (Descriptor,(struct sockaddr *)&Direccion, sizeof (Direccion));
495
496
497 /****** COMUNICACIÓN UDP CON SERVIDOR CALMATRON UAH *****/
498
499 int Descriptor2;
500 Descriptor = socket (AF_INET, SOCK_DGRAM, 0); // Crea un socket y devuelve un entero que es el descriptor del socket
501                                             // (Como un archivo)
502                                             // AF_INET: socket de red. Enviar datos por red
503                                             // SOCK_DGRAM: Socket UDP
504                                             // 0: Linux elige el protocolo
505
506 /** Declara y define la estructura tipo sockaddr_in en la que se incluye la dirección y puerto correspondiente
507 * al servidor que recogerá los datos */
508
509 struct sockaddr_in Direccion2;
510 Direccion.sin_family = AF_INET;
```

```
511     Direccion.sin_port = htons(9998);
512     Direccion.sin_addr.s_addr = inet_addr("212.128.70.19");
513
514     connect (Descriptor2,(struct sockaddr *)&Direccion2, sizeof (Direccion2));
515
516
517 /*****
518
519     /***   APERTURA DE FICHEROS   *****/
520
521     /* Abre fichero para guardar datos cada minuto */
522
523     f1=fopen(nomFich1,"w");           // Abre fichero de texto para escritura
524
525     /* Abre fichero para guardar tiempos de coincidencias y alturas de pulso */
526
527     f2=fopen(nomFich2,"w");           // Abre fichero de texto para escritura
528
529     /* Abre fichero para guardar datos cada hora */
530
531     f3=fopen(nomFich3,"a");           // Abre fichero de texto para escritura a partir del último dato.
532                                         // Así evito que si se para el programa y vuelve a arrancar,
533                                         // se pierdan los datos anteriores con "w"
534
535
536 /***** Rutina para abrir todos los ficheros de entrada salida correspondientes a cada GPIO *****/
537
538     /* MUY IMPORTANTE ESTA CORRELACIÓN DE GPIOs CON HEADERS P8 Y P9 DE LA BBB */
539     /* VERSIÓN PCB 3 (2019) CAMBIO ORDEN DE PINES P9-31 A P9-28 PARA QUE VENGA MEJOR EL TRAZADO DE PISTAS */
540
541     /* ÉSTAS ENTRADAS LAS CONTROLA AHORA LA PRU
542     fd[0]=open("/sys/class/gpio/gpio113/value",O_RDONLY,0); // IN coincidencia 1           P9-28
543     fd[1]=open("/sys/class/gpio/gpio111/value",O_RDONLY,0); // IN coincidencia 2           P9-29
544     fd[2]=open("/sys/class/gpio/gpio112/value",O_RDONLY,0); // IN coincidencia 3           P9-30
545     fd[3]=open("/sys/class/gpio/gpio110/value",O_RDONLY,0); // IN coincidencia 4           P9-31
546 */
547
548     /***   PINES GPIO PARA VERSIÓN CON LAS DOS PRU (CANARIAS)   *****/
549
550     fd[3]=open("/sys/class/gpio/gpio78/value",    O_WRONLY,0); // ENABLE BUFFERS (NIVEL BAJO)   P8-37
551
552     /* GPIOs PARA CONFIGURACIÓN DE COINCIDENCIA */
553
554     fd[4]=open("/sys/class/gpio/gpio89/value",    O_WRONLY,0); // D habilita coincidencia           P8-30
555     fd[5]=open("/sys/class/gpio/gpio10/value",   O_WRONLY,0); // A0 Dirección puerta               P8-31
556     fd[6]=open("/sys/class/gpio/gpio11/value",   O_WRONLY,0); // A1 Dirección puerta               P8-32
557     fd[7]=open("/sys/class/gpio/gpio9/value",    O_WRONLY,0); // A2 Dirección puerta               P8-33
558     fd[8]=open("/sys/class/gpio/gpio81/value",   O_WRONLY,0); // A3 Dirección banco co             P8-34
559     fd[9]=open("/sys/class/gpio/gpio8/value",    O_WRONLY,0); // A4 Dirección banco co             P8-35
560     fd[10]=open("/sys/class/gpio/gpio80/value",  O_WRONLY,0); // ENABLE                             P8-36
561
562 /*****
563
564     /* Abre ficheros de lectura de nivel de tensión correspondiente a la alta tensión */
565     // El P9-34 debe ponerse a masa. Es la masa de la entrada de tensiones analógicas
566
567     /* VERSIÓN 3_1 DE PCB CAMBIO ORDEN DE PINES PARA QUE VENGA MEJOR TRAZADO DE PISTAS CON CAMBIO DE CONECTORES */
568     /* fd[11]=open("/sys/bus/iio/devices/iio:device0/in_voltage2_raw",O_RDONLY,0); // MONITOR HV 1   AIN1   P9-37
569     fd[12]=open("/sys/bus/iio/devices/iio:device0/in_voltage3_raw",O_RDONLY,0); // MONITOR HV 2   AIN0   P9-38
570     fd[13]=open("/sys/bus/iio/devices/iio:device0/in_voltage0_raw",O_RDONLY,0); // MONITOR HV 3   AIN3   P9-39
571     fd[14]=open("/sys/bus/iio/devices/iio:device0/in_voltage1_raw",O_RDONLY,0); // MONITOR HV 4   AIN2   P9-40
572 */
573     fcoinc=open("/root/confcoincidencia",O_RDONLY,0); // Fichero que guarda configuración de coincidencia
574
575
576 /***** HABILITA BUFFERS *****/
577
578     write(fd[3],"0",1); // Habilita buffers (activo a nivel bajo)
579
580 /*****
581     RUTINA PARA SELECCIONAR LAS ENTRADAS EN COINCIDENCIA PARA CADA UNO DE LOS CUATRO CIRCUITOS
582     En la matriz rellenar con ceros las entradas que deban ser coincidentes de cada banco (por orden de 1 a 8) */
583
584     char confCoinc[5][9]= { {"00000000"}, // Banco de coincidencia 1 (salida 1)
585                             {"11110000"}, // Banco de coincidencia 2 (salida 2)
586                             {"00001111"}, // Banco de coincidencia 3 (salida 3)
587                             {"01111101"},{0} }; // Banco de coincidencia 4 (salida 4)
588
589     // De izquierda a derecha entradas 1 a 8.
590     // El cero (puertas OR) indica las entradas que se comparan en cada banco para ver si son coincidentes.
591
592     // CARGA DE CONFIGURACIÓN DE COINCIDENCIA DESDE ARCHIVO
593
594     for(i=0;i<4;i++) {
595         lseek(fcoinc,i*9,0); // Lee los datos del fichero para ajuste de coincidencias.
```

```
596     read(fcoinc,confCoinc[i],8);
597 }
598
599 // printf("Configuración de coincidencia por defecto:\n%s\n%s\n%s\n%s\n",confCoinc[0],confCoinc[1],confCoinc[2],confCoinc[3]);
600
601
602 write(fd[10],"1",1); // Al iniciar desactiva enable (activo a nivel bajo)
603
604
605 // EJECUCIÓN DE CONFIGURACIÓN DEL CIRCUITO DE COINCIDENCIA
606
607 for(j=0;j<4;j++) {
608     for(i=0;i<8;i++) { // Cada iteración corresponde a una puerta de un banco de coincidencia //
609
610         // Direccionamiento de las puertas en un banco de coincidencia //
611
612         if(i&1) dato=49; else dato=48; // Obtiene el caracter 1 o 0 para direccionar con cada i
613         write(fd[5],&dato,1); // la puerta AND correspondiente, que deja pasar el dato de entrada
614                                 // para coincidencia.
615
616         if(i&2) dato=49; else dato=48;
617         write(fd[6],&dato,1);
618
619         if(i&4) dato=49; else dato=48;
620         write(fd[7],&dato,1);
621
622         // Direccionamiento del banco de coincidencia //
623
624         if(j&1) dato=49; else dato=48;
625         write(fd[8],&dato,1);
626
627         if(j&2) dato=49; else dato=48;
628         write(fd[9],&dato,1);
629
630         /// Activación (1) o desactivación (0) de paso de dato por puerta AND //
631         write(fd[4],&confCoinc[j][i],1);
632
633         /// Habilitación de chip (a nivel bajo) para que los datos anteriores pasen
634         /// y se queden grabados en biestables D (74259)
635
636         write(fd[10],"0",1);
637         usleep(2); // Espera 2 us
638         write(fd[10],"1",1);
639         usleep(2);
640
641         // printf("%c %c ",confCoinc[j][i], dato);
642         // getchar();
643     }
644 }
645
646 // write(fd[10],"1",1); // Al salir de la configuración de coincidencias, desactiva enable
647
648 // printf("Configuración de coincidencia hecha.\n");
649
650
651 for(j=0;j<4;j++) conlh[j]=0; // Pone a 0 el contador de datos a la hora
652
653
654 /*****
655     COMUNICACIÓN I2C CON ADC FUENTES HV
656 *****/
657
658 int fi2c; // nombre de fichero i2c para comunicar con el ADC de lectura de HV.
659 char buft[10], bufr[20]; // Cadena para enviar al ADC en I2C, conforme a la prescripción técnica.
660 float volt[10]; // Voltaje HV
661
662 for(i=0;i<9;i++) volt[i]=0; // Pone a cero variables de voltaje.
663
664 fi2c=open("/dev/i2c-2", O_RDWR, 0); // Abre fichero para leer y escribir en I2C
665
666 ioctl(fi2c, I2C_SLAVE, 0x48); // Declara como esclavo la dirección asignada al ADC en I2C
667
668
669 // do{
670 if(write(fi2c,buft,1) >-1) { // Hago esta comprobación de escritura para que no se quede colgado
671                                 // en caso de que no funcionara el ADC o no estuviera alimentado
672     for(i=0;i<8;i++) {
673         buft[i]=0x8c+i*16; // guarda el comando para pedir el valor de cada entrada al ADC.
674                                 // 0x8c referencia interna. 0x84 referencia externa.
675         volt[i]=0; // Pone a 0 la variable de voltios
676         for(j=0;j<10;j++) { // Obtiene la media de 10 lecturas
677             write(fi2c,buft+i,1); // Envía comando a ADC
678             read(fi2c,bufr+i*2,2); // lee el resultado
679         }
680     }
681 }
682 }
```

```
680         volt[i]= volt[i] + (float)(bufr[i*2]<<8) + (float)bufr[i*2+1]; // Obtiene en entero el resultado
681                                     // de 12 bits a partir de 4 + 8 en dos bytes.
682     }
683     volt[i]=volt[i]/10;
684 //     printf("%.0f ",volt[i]);
685 }
686 }
687
688 // printf("\n");
689
690 /**     CONVERSIÓN DE VALOR ADC A VOLTIOS     **/
691
692 volt[8]=volt[7]*1.035*1449/4068;
693 volt[7]=volt[6]*1.035*1439/4040;
694 volt[6]=volt[5]*1.035*1438/4010;
695 volt[5]=volt[4]*1.035*1429/3994;
696 volt[4]=volt[3]*1.035*1449/4070;
697 volt[3]=volt[2]*1.035*1443/4050;
698 volt[2]=volt[1]*1.035*1440/4026;
699 volt[1]=volt[0]*1.035*1442/4036;
700
701
702 // printf("%.0f %.0f %.0f %.0f %.0f %.0f %.0f %.0f\n",volt[3],volt[4],volt[8],volt[7],volt[1],volt[2],volt[6],volt[5]);
703 // getchar();
704 // sleep(1);
705 //} while(1);
706
707
708 /*****
709             INICIO BUCLE DE OBTENCIÓN DE DATOS
710 *****/
711 do {
712
713
714     sleep(5); // Mira cada 5 seg a ver si la PRU ha llenado algún buffer.
715
716
717 /**
718     gettimeofday(&vtp,NULL); // Deja en vtp (estructura tipo timeval) datos de tiempo actual
719     st=gmtime(&vtp.tv_sec); // Pasa el dato de segundos a estructura tipo tm con datos separados año, mes, etc
720
721 **/
722
723 /*****
724             GRABACIÓN DE DATOS DE MINUTOS     *****/
725
726     if(flag[1]) { // Se ha llenado primer bloque de minutos.
727 //         printf(" %x\n",flag[1]);
728
729         if(tmm == 1) { // Aquí se actualiza dirección de memoria del bloque a pasar a disco.
730             tmm = 0;
731             memo = mempru0;
732         }
733         else {
734             tmm = 1;
735             memo = mempru0+6; // La cuarta parte de lo puesto en PRU por ser uint32_t
736         }
737
738
739 /*****
740             OBTENCIÓN DE VOLTAJES DE HV     *****/
741
742     for(i=0;i<8;i++) volt[i]=0; // Pone a 0 las variables. Si no hubiera conexión con ADC saldrá todo a 0.
743
744     if(write(fi2c,buf,1) >-1) { // Hago esta comprobación de escritura para que no se quede colgado si no
745 // funcionara el ADC o no estuviera alimentado
746
747         for(i=0;i<10;i++) {
748             for(i=0;i<8;i++) {
749                 buf[i]=0x8f+i*16; // guarda el comando para pedir el valor de cada entrada al ADC
750                 write(fi2c,buf+i,1); // Envía comando a ADC
751                 read(fi2c,buf+i*2,2); // Lee el resultado
752                 volt[i]=volt[i]+(int)(bufr[i*2]<<8) + (int)bufr[i*2+1]; // Obtiene en entero el resultado de 12 bits a partir
753 // de 4 + 8 en dos bytes.
754             }
755             for(i=0;i<8;i++) volt[i]=(volt[i]+5)/10; // Hace media y redondea al utilizar enteros,
756 // hay que sumar 5 para que al dividir por 10 sume 0,5.
757 // Así redondea al entero más próximo por arriba y por abajo.
758         }
759     }
760
761 /*****
762
763     for(i=0;i<6;i=i+6) { // 1 líneas de datos por 6 datos cada línea
```

```
764
765 // GUARDA LÍNEA DE DATOS EN FICHERO MINUTOS
766
767 /** Hay que poner el formato en hexadecimal, pues la hora la guarda el reloj RTC en BCD.
768 * Cada byte el número en decimal. *****/
769
770
771 fprintf(f1, "%i,%i,%i,%i,%sC", memo[i], memo[i+1], memo[i+2], memo[i+3], minuto0, 0xA);
772 printf(" %i,%i,%i,%i,%s\n", memo[i], memo[i+1], memo[i+2], memo[i+3], minuto0);
773
774
775 /***** ENVIO DE TRAMA UDP CADA MINUTO *****/
776
777
778 sprintf(trama, "$PJCIOR3,%s:00,%i,%i,%i,%i,%i,%i,%i,%i,%i,%i,%i\n", minuto0, memo[i], memo[i+1], memo[i+2],
779 memo[i+3], volt[1], volt[2], volt[3], volt[4], volt[5], volt[6], volt[7], volt[8]);
780
781 k=0; // Lo pongo para que salga del bucle y el programa no se quede atascado
782 // en caso de múltiples errores
783 do {
784     j=sendto (Descriptor, (char *)&trama, strlen(trama), 0, (struct sockaddr *)&Direccion,
785     sizeof(Direccion));
786     k++;
787 } while((j==-1) && (k<10));
788
789 /***** SEGUNDA COMUNICACIÓN UDP A CALMATRON *****/
790
791 sprintf(trama2, "%s\n", trama);
792 k=0;
793 do {
794     j = sendto(Descriptor2, (char *)&trama2, strlen(trama2), 0, (struct sockaddr *)&Direccion2,
795     sizeof(Direccion2));
796     k++;
797 } while((j==-1) && (k<10));
798
799 /*****
800
801 printf("$PJCIOR3,%s:00,%i,%i,%i,%i,%i,%i,%i,%i,%i,%i,%i\n", minuto0, memo[i], memo[i+1], memo[i+2], memo[i+3],
802 volt[1], volt[2], volt[3], volt[4], volt[5], volt[6], volt[7], volt[8]);
803
804
805 sprintf(minuto0, "20%02x-%02x-%02x %02x:%02x", flag[7], flag[6], flag[5], flag[4], flag[3]); // Pone en
806 minuto0 la fecha, hora y minuto actual para la grabación del siguiente minuto
807
808
809 /**** Acumula cuentas para contadores de 1 hora *****/
810
811 for(j=0; j<4; j++) conlh[j]=conlh[j]+memo[j+1]; // Contador por horas
812
813 /***** CAMBIO DE HORA *****/
814
815 if(hora!=memo[i+4]) { // Hay cambio de hora
816
817     /// GUARDA DATO DE CONTEO POR HORA EN FICHERO DE DATOS POR HORA
818
819     fprintf(f3, "%s:00,%d,%d,%d,%d,%d,%d,%d,%d,%d,%d,%d,%dC", hora0, conlh[0]/60, conlh[1]/60, conlh[2]/60, conlh[3]/60,
820     volt[1], volt[2], volt[3], volt[4], volt[5], volt[6], volt[7], volt[8], 0xA);
821     fflush(f3);
822
823     for(j=0; j<4; j++) conlh[j]=0; // Pone a 0 el contador de datos a la hora
824     hora=memo[i+4]; // Guarda dato de hora actual
825
826     /// Guarda toda la cadena de fecha, día y hora actual para poner en el cambio a siguiente hora
827     sprintf(hora0, "20%02x-%02x-%02x %02x", flag[7], flag[6], flag[5], flag[4]);
828 }
829
830 /***** ADEMÁS DE LA HORA HAY CAMBIO DE DÍA. CERRAR FICHEROS Y ABRIR NUEVOS
831
832 if(diam != flag[1]) {
833     fclose(f1);
834     sprintf(nomFich1, "/root/datos/%02x%02x%02x%02x%02x00.txt", flag[7], flag[6], flag[5], flag[4], flag[3]);
835     f1=fopen(nomFich1, "w"); // Abre fichero de texto para escritura
836
837     fclose(f3);
838     sprintf(nomFich3, "/root/datos/%02x%02x%02x.txt", flag[7], flag[6], flag[5]);
839     f3=fopen(nomFich3, "a"); // Este para añadir datos si ya existe.
840
841     diam = flag[1];
842
843
844
845
846
847
848
849
850
851
852
853
854
855
856
857
858
859
860
861
862
863
864
865
866
867
868
869
870
871
872
873
874
875
876
877
878
879
880
881
882
883
884
885
886
887
888
889
890
891
892
893
894
895
896
897
898
899
900
901
902
903
904
905
906
907
908
909
910
911
912
913
914
915
916
917
918
919
920
921
922
923
924
925
926
927
928
929
930
931
932
933
934
935
936
937
938
939
940
941
942
943
944
945
946
947
948
949
950
951
952
953
954
955
956
957
958
959
960
961
962
963
964
965
966
967
968
969
970
971
972
973
974
975
976
977
978
979
980
981
982
983
984
985
986
987
988
989
990
991
992
993
994
995
996
997
998
999
1000
```

```
840
841     //      SI EL BUFFER FUERA MÁS GRANDE, AL ESTAR DENTRO DEL BUCLE for SIGUE GUARDANDO DATOS EN NUEVOS ARCHIVOS
842     }
843 }
844
845     flag[1]=0x00000000;      // Inicializa posición de memoria PRU para esperar otra coincidencia.
846     fflush(f1);
847 }
848
849 /*****
850 /*****      GRABACIÓN DE DATOS CUANDO SE HA CARGADO MEDIO BUFFER DE COINCIDENCIA a 8      *****/
851
852     if(flag[0]) {          // se ha llenado una parte de la memoria de coincidencia a 8.
853         // La PRU0 pone el día, para saber cuando cambia
854
855         if(tmc==1) {
856             tmc=0;
857             mem1=mem_dds;
858             memo=mem_dds;      // Utilizo mem1 para palabras de 2 bytes y memo para palabras de 4 bytes (us)
859         }
860         else {
861             tmc=1;          // Hay que sumar número de bytes. mem_dds es dirección de memoria.
862             mem1=mem_dds+42000; // Mitad de buffer. 1500 líneas con 7 palabras de 4 bytes cada una = 42000
863             memo=mem_dds+42000; // memo es uint_32. Para poner número de microsegundos como palabra de 32 bits.
864         }
865
866     /** ESPERA SI EN ESE MOMENTO ESTUVIERA PRU1 TERMINANDO DE ESCRIBIR EN EL BUFFER
867     * (MUY IMPROBABLE PUES SE CHEQUEA CADA 5 s)
868     */
869
870     do {} while (mempru1k[2]);      // Lo pongo cuando instale el programa
871
872     if(diac == flag[0]) {
873         for(i=0;i<8;i++) tot[i]=0;
874
875         for(i=0;i<21000;i=i+14){      // 21000 = 1500 líneas con 7 palabras de 32 bits (u_int16)
876             j=i>>1;          // Esto es lo mismo que dividir por 2 (mover un bit a la derecha)
877
878             fprintf(f2,"20%02x-%02x-%02x
879             %02x:%02x:%02x:%06li,%d,%d,%d,%d,%d,%d,%d,%d,%d",flag[7],flag[6],flag[5],mem1[i+3],mem1[i+2],mem1[i],m
880             emo[j+2]/25,mem1[i+6],mem1[i+7],mem1[i+8],mem1[i+9],mem1[i+10],mem1[i+11],mem1[i+12],mem1[i+13],0xA);
881
882             printf(      "20%02x-%02x-%02x
883             %02x:%02x:%02x:%06li,%d,%d,%d,%d,%d,%d,%d,%d,%d",flag[7],flag[6],flag[5],mem1[i+3],mem1[i+2],mem1[i],m
884             emo[j+2]/25,mem1[i+6],mem1[i+7],mem1[i+8],mem1[i+9],mem1[i+10],mem1[i+11],mem1[i+12],mem1[i+13],0xA);
885
886     /***
887     ESTA RUTINA ES PARA AJUSTAR LAS ALTURAS DE PULSO CON GENERADOR. OBTIENE LA MEDIA CON 1500 PULSOS MEDIDOS
888     */
889
890     //      for(j=0;j<8;j++) tot[j]=tot[j] + (float) mem1[i+4+j];
891     //      tot1=tot1+ (unsigned int) mem1[i+4];
892     //      printf("%.0f %d %d\n",tot,tot1,mem1[i+4]);
893     //      getchar();
894
895     //      printf("%.0f %.0f %.0f %.0f %.0f %.0f %.0f %.0f
896     %.0f\n",tot[0]/1500,tot[1]/1500,tot[2]/1500,tot[3]/1500,tot[4]/1500,tot[5]/1500,tot[6]/1500,tot[7]/1500);
897
898     }
899
900     else {
901         for(i=0;i<21000 && mem1[i+3]>0;i=i+14){      // Guarda en fichero hasta último dato del día
902             // (cambio de las 23 a las 00 horas)
903
904             j=i>>1;
905             fprintf(f2,"20%02x-%02x-%02x
906             %02x:%02x:%02x:%06li,%d,%d,%d,%d,%d,%d,%d,%d,%d",flag[7],flag[6],flag[5],mem1[i+3],mem1[i+2],mem1[i],m
907             emo[j+2]/25,mem1[i+6],mem1[i+7],mem1[i+8],mem1[i+9],mem1[i+10],mem1[i+11],mem1[i+12],mem1[i+13],0xA);
908
909     /** RENONBRA FICHEROS PARA PODER GUARDAR TODOS LOS DEL DÍA CUANDO HAYA HABIDO VARIOS ARRANQUES **/
910
911     /** ¡¡ CUIDADO !! SI SE CAMBIA A OTRO DIRECTORIO HAY QUE CALCULAR EL CARACTER DONDE TRUNCAR LA CADENA
912     * En debian los números son 18 y 19. En Angstrom 23 y 24. Contar longitud de cadena.
913     */
914
915     strcpy(nomFich22,nomFich2);      // Copia nombre de fichero en cadena nomFich22 para luego hacer
916     // copia de ficheros
917     nomFich22[18]=0x2a;      // Pone un asterisco en el lugar 18 de la cadena para copiar todos
918     // los archivos de una tacada
919     nomFich22[19]=0;      // Nulo para finalizar la cadena.
920     // Ha dejado en nomFich sólo año, mes y día.
921     // Así copia todos los archivos del día
922
923     fclose(f2);
924     sprintf(nomFich2, "/root/datos/%02x%02x%02x%02x%00c.txt",flag[7],flag[6],flag[5],flag[4],flag[3]);
925     f2=fopen(nomFich2,"w");
926
927     for(i<21000;i=i+14){      // Continúa guardando los datos hasta el final del buffer
```

```
918                                     // en fichero del nuevo día.
919         j=i>>1;
920         fprintf(f2, "20%02x-%02x-%02x
%02x:%02x:%02x:%06li,%d,%d,%d,%d,%d,%d,%d,%d,%d", flag[7],flag[6],flag[5],mem1[i+3],mem1[i+2],mem1[i],mem1[i+1],mem1[i+2],mem1[i+3],mem1[i+4],mem1[i+5],mem1[i+6],mem1[i+7],mem1[i+8],mem1[i+9],mem1[i+10],mem1[i+11],mem1[i+12],mem1[i+13],0xA);
921     }
922
923     sprintf(comando,"cp %s /root/nfs/mito/",nomFich22); // Copia todos los ficheros del día al NAS
924     system(comando);
925
926     sprintf(comando,"mv %s /mnt/sdcard/",nomFich22); // Mueve todos los ficheros del día a la microSD
927     system(comando);
928
929     diac=flag[0]; // Guarda el nuevo día.
930 }
931
932     flag[0]=0; // Inicializa posición de memoria PRU0 para esperar otro semillado de buffer.
933     fflush(f2);
934 //     printf(" %x",flag[0]);
935 //     getchar();
936 }
937
938
939
940 /*****
941 **
942 */
943 }while(1);
944
945     fclose(f1);
946     fclose(f2);
947     fclose(f3);
948
949
950     for(i=3;i<11;i++) close(fd[i]);
951
952
953     return 0;
954 }
955
956
957
```


J.3 Código fuente del software de la PRU0 en lenguaje ensamblador

```
1 /**** PROGRAMA EN ENSAMBLADOR PARA CHEQUEAR SALIDAS Y CONTAR IMPULSOS DE LOS 4 CANALES DE COINCIDENCIA DE SAS (MITO) *****/
2 /**** Sindulfo 2021
3 *
4 * ***** VERSION 52 *****
5 * La versión prumito52.p es la que funciona recibiendo interrupción de main cada minuto. No accede a reloj.
6 * La version prumito53.p introduce el control cada minuto.
7 * La versión prumito55.p crea dos buffer para min y C8. Main descarga la mitad de cada buffer cuando se llena.
8 * El de minutos almacena los datos de 2 min (buffer de 2 + 2 líneas de datos (96 bytes). El de C8 almacena en DDR dos
9 * tandas de 2000 datos (64000 bytes)
10 *
11 * prumito56 Versión definitiva con dos buffer. Minutos 2 líneas (de 24 bytes) en memorias de 8k de PRU.
12 * Coincidencias a 8 3000 líneas (28 bytes en version 6 cada una) de DDR
13 *
14 * Versión 59
15 * 08/01/22 Voy a modificar el Timer para conseguir resolución de 1 us. El timer0 no permite seleccionar más que el
16 * reloj de 32 KHz. Usaré Timer2.
17 * He visto que en el mapa de memoria está cada timer en unas posiciones de memoria distintas. Funcionan todos igual.
18 * Hay que habilitar el timer con el registro CM_PER por ser periféricos.
19 *
20 * Selecciono la entrada del reloj de 25 MHz.
21 * - En CM_DPLL REGISTERS. se selecciona la entrada de los Timer. Pag 673. 0x44E0_0500. Timer2 offset 0x8
22 * - Timer0 funciona, pero no puede seleccionarse a la entrada más que el reloj de 32 KHz.
23 * - Timer1 (1ms) No funciona, se queda colgada la BBB
24 * - Timer2 No funciona. Se queda colgada la BBB.
25 * - Timer3 sí funciona.
26 * - Timer7 sí funciona
27 *
28 * Lo dejo con el timer3 en 25 MHz. Luego divido por 25 el contador en MIT0v59
29 * Pongo dato de día en r1w2 para grabar en memoria.
30 * Toma día para registros de coincidencia de r15 y lo pone en r1w2. En r0 pongo min y seg
31 * Añado que actualice todos los flag de tiempo cada segundo. Así, ARM (main) puede comparar al inicio si se ha
32 * actualizado la hora.
33 * */
34
35 /*****
36 * VERSION 6
37 *
38 * En esta version se incorporan todas las características anteriores.
39 * Se añade PRU1
40 * Avisos de PRU0 a PRU1 cuando hay coincidencia a 8
41 * se redimensiona buffer tiempos de coincidencia para que PRU1 ponga datos de alto de pulso er altos
42 *****/
43 Compile con:
44 pasm -b prumito6.p
45
46 /*****
47
48 .origin 0
49
50 #define DDR r29 // Dirección de inicio de memoria DDR
51 #define M12k r28 // Dirección de inicio de memoria de 12k
52 #define MPRU0 r27 // Dirección de inicio de memoria de PRU0 de 8 kB
53 #define MFLAG r26 // Dirección de inicio de memoria de Flags en PRU0 de 8 kB (0x11ff0)
54 #define RTC r25 // Dirección de inicio de memoria de Flags en PRU0 de 8 kB (0x11ff0)
55 #define TIMER r9 // Dirección de inicio de memoria de Timer 1 ms
56
57
58 /***** REGISTROS ASIGNADOS *****/
59 * r0 a r5 Cargo ss, mm, hh, dd, mm, yy
60 * r6, r7 y r8 r8 Contador memoria DDR. r7, dirección más alta. r6 dirección media
61 * r9 Pongo dirección de memoria de TIMER.
62 * r10 Pongo todo a cero con bit 21 y bit 19 a 1 para borrar la interrupción 21 y 19
63 * (cuando el host las envía) en dirección 0x20280
64 * r11, r12, r13 y r14 contadores de las cuatro entradas P.28 a P31 respectivamente.
65 * r15, r16 Los utilizo para poner los bytes que paso a main para contadores y etiqueta de tiempo.
66 * r17, Guarda segundo para comparar cuando cambia y actualizar timer
67 * r18 y r19 Para operar
68 * r20 Estado anterior de pulso. En bits correspondientes a los de las GPIO del registro 31
69 * r21 Se emplea para timer
70 * r22 Contador de bytes para cuando llega a mitad del buffer de minutos.
71 * r23 Pongo en r23 el día. Para avisar a main de que se ha producido coincidencia y nuevo minuto.
72 * r24 Pongo la dirección 0x300 del registro para borrar interrupción 21. Despues se usa con delay.
73 * r25 Dirección de memoria de reloj (RTC)
74 * r26 Dirección de memoria final de 8k para flags. 0x1fe8
75 * r27 Dirección de inicio de memoria 8k: 0x00000000
76 * r28 Dirección de inicio de memoria 12k: 0x10000.
77 * r29 Dirección de inicio de memoria DDR
78 * r30 Registro para comunicación escritura al exterior a través de GPIOs
79 * r31 Registro para lectura de datos puestos en GPIOs desde el exterior */
80
81
82 //..entrypoint TOP //No es necesario marcar la rutina de entrada. Si no se dice, por defecto sigue la secuencia.
83
84 //TOP:
85
```

```
86 /***** PRUEBA LECTURA ESCRITURA EN MEMORIA DE PRU Y DDR *****/
87
88 /** Habilita el acceso a otros chip.
89  * La posición cuatro de la tabla de constantes es: PRU-ICSS CFG (local) */
90
91 // Habilita OCP master ports en regidtro SYSCFG. Cambia el bit cuatro de la tabla de constantes
92 LBCO r0, C4, 4, 4 // Lee 4 bytes de la dirección de memoria tomada de la tabla de constantes C4 + 4, y la pone en r0
93 CLR r0, r0, 4 // pone a cero el bit 4 de r0. Habilita acceso a OCP.
94 SBCO r0, C4, 4, 4 // Escribe los cuatro bytes del r0 en la misma posición de memoria anterior (c4+4)
95
96 /** Carga algunos registros con variables ***/
97
98 MOV MPRU0, 0 // pone en registro r27 la dirección de la memoria PRU0. El offset es 0. En este caso la memoria
99 // es 4a300000, pero se pone offset 0 que es más rápido.
100
101 MOV M12k, 0x10000 // pone en r28 (M12k) la dirección inicial de memoria compartida 12k.
102 // Ahí ha puesto ARM la dirección de inicio de memoria DDR
103 LBBO DDR, M12k, 0, 4 // pone en registro 29 los cuatro primeros bytes leídos de mem 12k.
104 // Ahí está grabada la dirección de inicio de memoria DDR.
105
106
107
108 /***** INICIALIZACIÓN DE VARIABLES Y REGISTROS *****/
109
110 MOV r20, 0 // Pone a cero el reg 20. Lo utilizo para guardar el estado anterior.
111 MOV r24, 0x20280 // Dirección de registro SECR0. Para borrar interrupciones. Lo mantengo, aunque de momento
112 // no se necesitan interrupciones.
113 MOV RTC, 0x44e3e000 // Dirección de memoria de reloj RTC.
114 MOV MFLAG, 0x1fe0 // Dirección de memoria al final de 8k para flags (24 bytes hasta lfff).
115 MOV r10, 0x00210000 // Pone 1 en bit 21 y bit 19. (los dos coinciden con hexadecimal 210000).
116 // Poner 0 en los bits del registro no tiene efecto. Un 1 borra el evento.
117 MOV TIMER, 0x48042000 // Dirección de memoria del timer de 1 us: 0x44E31000. La del DMtimer timer0 es 0x44E05000.
118 // La de timer2 es 0x48040000. timer7 0x4804A000. Timer3: 0x48042000
119
120 /***** RESET de contadores. Puesta a 0 *****/
121
122 /* Pone a cero los registros 11, 12, 13 y 14 para contar en las entradas de coincidencia (Pin P9.28 a P9.31) */
123
124 MOV r11, 0
125 MOV r12, 0
126 MOV r13, 0
127 MOV r14, 0
128
129 SBBO r11, DDR, 0, 4 // Pone a 0 la memoria inicial
130 SBBO r11, MPRU0, 0, 4
131 SBBO r11, M12k, 8, 4
132
133 /***** Limpia interrupciones *****/
134
135 SBBO r10, r24, 0, 4 // limpia interrupciones 19 y 21 (pRU0 a ARM y ARM a PRU0)
136
137 /***** Pone bit de compensación en RTC. Para corregir atrasos o adelantos *****/
138
139 LBBO r0, RTC, 0x40, 4
140 SET r0.b1, 2 // Bit 2 del offset 40h de RTC a 1
141 SET r0.b0, 0 // Pone a 1 el bit 0 para habilitar el RTC. Por si acaso.
142 SBBO r0, RTC, 0x40, 4
143
144 /***** ESPERA A QUE LA HORA DEL RTC SEA LA DEL SISTEMA. DEBE SER MAYOR DEL AÑO 20.
145  * INDICA ASÍ QUE SE HA PUESTO EN HORA EL SISTEMA Y EL RTC HA COPIADO LA HORA DEL SISTEMA.
146  * TOMA LA HORA DEL RTC Y LA PONE EN MEMORIA A DISPOSICIÓN DE *****/
147
148 MOV r18, 0x20 // Pone 20 en r18 para comparar con el año del RTC.
149 // Debe ser mayor de 20 (está en BCD el año) Así, espera.
150 RTC1:
151 MOV r21, 1000000 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. (100 msg)
152 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
153
154 LBBO r0, RTC, 0, 24 // Carga en registros r0 a r5 segundos, minutos, hora, día, mes y año de RTC.
155 SBBO r0, MFLAG, 8, 24 // Deja segundos, minutos, hora, día, mes y año en posición 0x1fe8 a 0x1fff de memoria.
156 // Para que lo lea main.
157 QBLT RTC1, r18, r5 // Vuelve a RTC1 si el año del RTC es menor que 20.
158 // Si es mayor sigue (cuando año mayor que 20), si no vuelve a RTC1.
159
160
161 /***** INICIALIZA Y SINCRONIZA EL CONTADOR TIMER PARA us *****/
162
163 /***** Habilita el timer3 *****/
164
165 MOV r18, 0x2 // Pone el registro 18 el número 2 para habilitar el timer3
166 MOV r19, 0x44E00000 // dirección de memoria de registro CM_PER donde se habilitan periféricos.
167 SBBO r18, r19, 0x84, 4 // Pone el número en la posición de memoria. timer7: 0x7c timer2: 0x80 Timer3: 0x84
168
169 /***** Selecciona entrada de 25 MHz en timer3 ***/
170
```

```
171 MOV r18, 0x1 // Pone en r18 el dato a grabar en registro. Con 0x1 se selecciona la entrada de 25 Mhz
172 MOV r19, 0x44E00500 // Pone en r19 la dirección de memoria de selección de entrada para timers
173 SBBO r18, r19, 0xC, 4 // Selecciona entrada de 25 MHz. timer7: 0x4 timer2: 0x8 Timer3: 0xC
174
175
176 /** Espera al siguiente segundo para sincronizar el contador de microsegundos con el inicio del primer segundo *****/
177
178 LBBO r0, RTC, 0, 8 // Carga en registros 0 a 1 (seg, min)
179 MOV r17, r0 // Pongo segundos en r17 para comparar.
180 // Ojo, hay que cargar minutos y segundos, si no, no se carga.
181
182 BUCLE0:
183 LBBO r0, RTC, 0, 8 // Carga en r0 el valor de los ocho bytes de minutos y segundos de RTC.
184 QBNE SETSEG0, r17, r0 // Salta a rutina cuando no son iguales r17 y r0, es decir, cuando hay cambio de SEGUNDO.
185 QBA BUCLE0
186
187 SETSEG0:
188 MOV r18, 0x1 // Bit 5 activa preescaler. 4 a 2 valor de división de 2 a 256.
189 // No hace falta poner 0 en contador pues al inicio está a 0
190 SBBO r18, TIMER, 0x38, 4 // Inicia contador. Registro TCLR (24h) de carga del preescaler (bits 2 a 5).
191 // Bit 0 a 1 activa o desactiva el timer (pag 3562)
192 // Luego continúa el programa. No es necesario saltar a una rutina de nuevo.
193
194 MOV r18, 0 // Carga 0 en registro r18. No toco r0 pues está el valor de segundos.
195 SBBO r18, TIMER, 0x3C, 4 // Pone a 0 el contador, simplemente escribiendo cero en él. Esto lo hago aquí porque se
196 // puede dar el caso de arrancar el programa y poner los números mayores de 6 cifras.
197
198
199 LBBO r0, RTC, 0, 24 // Carga en registros 0 a 5 (seg, min, hor, día, mm, yy) la hora del sistema
200 MOV r15, r2 // Pone hora en r 15 para los datos que se graban en archivo.
201 MOV r16, r1 // Pone minutos en r 16 para comparar. Ojo, cargar min y seg para detectar cambio de minutos
202 MOV r17, r0 // Pone segundos en r17.
203
204 MOV r23, r3 // Pongo en r23 el día. Lo actualizo cada minuto.
205 // Lo envío para avisar a main de minutos y de coincidencias
206 SBBO r0, MFLAG, 8, 24 // Deja segundos, minutos, hora y día en posición 0x1fe8 a 0x1fff de memoria.
207 // Para uso de main.
208
209
210 /******* MEMORIA DDR PARA BUFFER DE TIEMPOS DE COINCIDENCIA A 8 *****/
211
212 MOV r8, DDR // Carga en r8 el valor de inicio de la memoria DDR para contar posiciones.
213 MOV r5, 84000 // 3000 líneas, 28 bytes por registro. 8 para hmmmss, 16 para alturas de pulso y 4 para us.
214 ADD r7, r8, r5 // Pone en r7 el valor máximo de memoria. Crea la memoria para guardar datos.
215 MOV r5, 42000
216 ADD r6, r8, r5 // Pone en r6 el valor medio de memoria.
217 // Así avisamos a main para que descargue la primera mitad a disco.
218
219 /******* MEMORIA PARA GUARDAR DATOS DE CADA MINUTO *****/
220 /** Este no hace falta que sea grande, pues con la memoria para coincidencia a 8 hay que refrescar como mucho cada 3 min **/
221
222 MOV r22, 0 // Pongo a cero contador de anotaciones de minuto.
223 // Voy a utilizar un buffer de 2 (x 6 datos y x 4 bytes cada dato) posiciones de momento.
224
225
226 /******* BUCLE DE CHEQUEO DE ENTRADAS *****/
227 /******* Comprueba si entradas son 0 o 1 y desvía a rutina en cada caso. *****/
228
229 /** ENTRADA 1
230 INIC1:
231 LBBO r0, RTC, 0, 8 // Carga en r0 el valor de los ocho bytes de minutos y segundos de RTC.
232 QBNE SETSEG, r17, r0 // Salta a rutina SETSEG cuando no son iguales r17 y r0, es decir, cuando hay cambio de SEGUNDO.
233 INIC1:
234 QBNE JMIN, r16, r1 // Salta a rutina JMIN cuando no son iguales r16 y r1, es decir, cuando hay cambio de MINUTO.
235
236 INIC10:
237 // QBBS RESET, r31, 30 // Salta a rutina RESET cuando recibe una interrupción de ARM. No lo uso en últimas versiones.
238 QBBC BAJ01, r31, 0 // Bit GPIO P9-31. Canal 4 de coincidencia
239
240 QBBS INIC2, r20, 0 // Si detecta nivel alto y estaba en nivel alto vuelve a siguiente entrada.
241 // Si no, (estado anterior 0) continúa.
242
243 // si el estado anterior era 0, actualiza estado.
244 SET r20, r20, 0 // Pone bit 0 de reg 20 a 1 para recordar estado.
245 // SET r30, r30, 15 // Enciende LED. Lo uso para pruebas.
246
247 /** ENTRADA 2
248 INIC2:
249 QBBC BAJ02, r31, 2 // Bit GPIO P9-30. Canal 3 de coincidencia
250
251 QBBS INIC3, r20, 2 // Si detecta nivel alto y estaba en nivel alto vuelve a siguiente entrada.
252 // Si no, (estado anterior 0) continúa.
253
254 // si el estado anterior era 0, actualiza estado.
255 SET r20, r20, 2 // Pone bit 2 de reg 20 a 1
```

```
256 // SET r30, r30, 15 // Enciende LED
257
258 /// ENTRADA 3
259 INIC3:
260 QBBC BAJ03, r31, 1 // Bit GPIO P9-29. Canal 2 de coincidencia
261
262 QBBS INIC4, r20, 1 // Si detecta nivel alto y estaba en nivel alto vuelve a siguiente entrada.
263 // Si no, (estado anterior 0) continúa.
264
265 /// si el estado anterior era 0, actualiza estado.
266 SET r20, r20, 1 // Pone bit 2 de reg 20 a 1
267 // SET r30, r30, 15 // Enciende LED
268
269 ///ENTRADA 4
270 INIC4:
271 QBBC BAJ04, r31, 3 // Bit GPIO P9-28. Canal 1 de coincidencia (Aquí pongo la coincidencia a 8)
272
273 QBBS INIC1, r20, 3 // Si detecta nivel alto y estaba en nivel alto vuelve a siguiente entrada.
274 // Si no, (estado anterior 0) continúa.
275
276 /// si el estado anterior era 0, actualiza estado.
277 SET r20, r20, 3 // Pone bit 3 de reg 20 a 1
278 // SET r30, r30, 15 // Enciende LED
279
280 /***** AVISA A PRU1 PARA QUE LEA ADCs. *****/
281 /** Pone en memoria 12k (0x10008) la posición de memoria donde graba PRU0 8 bytes de tiempo. *****/
282 // SBBO r8, M12k, 8, 4
283
284 QBA INIC1 // Vuelve al inicio
285
286 BAJ01:
287 QBBC INIC2, r20, 0 // Cuando la entrada está a nivel bajo y estado anterior 0 vuelve a siguiente entrada.
288 // Si no, (estado anterior 1) continúa.
289 /// Si el estado anterior era 1, Cuenta un pulso y anota nuevo estado
290 CLR r20, r20, 0 // pone el bit 0 del registro 20 a 0
291 // CLR r30, r30, 15 // Apaga LED
292 ADD r14, r14, 1 // Suma 1 al contador
293 // QBEQ DONE, r11, 10 // Contador de prueba para salir
294 QBA INIC2 // Vuelve a inicio para comprobar siguiente entrada
295
296 BAJ02:
297 QBBC INIC3, r20, 2 // Si detecta nivel alto y estaba en nivel alto vuelve a siguiente entrada.
298 // Si no, (estado anterior 0) continúa.
299 /// Si el estado anterior era 1, Cuenta un pulso y anota nuevo estado
300 CLR r20, r20, 2 // pone el bit 2 del registro 20 a 0
301 // CLR r30, r30, 15 // Apaga LED
302 ADD r13, r13, 1 // Suma 1 al contador
303 QBA INIC3 // Vuelve a inicio para comprobar siguiente entrada
304
305 BAJ03:
306 QBBC INIC4, r20, 1 // Si detecta nivel alto y estaba en nivel alto vuelve a siguiente entrada.
307 // Si no, (estado anterior 0) continúa.
308 /// Si el estado anterior era 1, Cuenta un pulso y anota nuevo estado
309 CLR r20, r20, 1 // pone el bit 1 del registro 20 a 0
310 // CLR r30, r30, 15 // Apaga LED
311 ADD r12, r12, 1 // Suma 1 al contador
312 QBA INIC4 // Vuelve a inicio para comprobar siguiente entrada
313
314 BAJ04:
315 QBBC INIC1, r20, 3 // Si detecta nivel alto y estaba en nivel alto vuelve a siguiente entrada.
316 // Si no, (estado anterior 0) continúa.
317 /// Si el estado anterior era 1, Cuenta un pulso y anota nuevo estado
318 CLR r20, r20, 3 // pone el bit 3 del registro 20 a 0
319 // CLR r30, r30, 15 // Apaga LED
320 ADD r11, r11, 1 // Suma 1 al contador
321
322 /***** AVISA A PRU1 PARA QUE LEA ADCs. *****/
323
324 * Pone en memoria 12k (0x10008) la posición de memoria donde graba PRU0 8 bytes de tiempo. *****/
325 SBBO r8, M12k, 8, 4
326
327 /***** CARGA EN MEMORIA DATO DE TIEMPO DE COINCIDENCIA A 8 *****/
328
329 /** En registro r0 están los segundos, en r1 minutos. Pongo la hora desde r15 en r1.w2
330 * Así se ahorra un registro en memoria y se usa r2 para dato de timer microsegundos. ***/
331
332 // MOV r0.w2, r1.w0 // pone en r0 minutos y segundos. Para aprovechar memoria. No hace falta ya.
333 MOV r1.w2, r15.w0 // pone en r1 hora. Queda libre r2 para contador microsegundos. En r15 está la hora.
334 // Aquí he tenido problemas porque movía la hora a r1. A partir del segundo dato no
335 // se actualiza r2 y movía el dato de r2 que ya no era la hora. Por eso r15
336
337 LBBO r2, TIMER, 0x3c, 4 // Pongo el timer (us) en r2 para cargar en memoria con una sola operación todo el dato.
338 SBBO r0, r8, 0, 12 // Carga en memoria DDR el dato de ss, mm, hh, microsegundos para calcular.
339 // Deja 16 bytes más para que PRU1 ponga lecturas ADC.
340 ADD r8, r8, 28 // Suma 28 bytes de memoria al contador del buffer para el siguiente dato.
```

```
341
342 /*****/
343
344 QBEQ RMEM0, r8, r6 // Salta a RMEM0 para avisar a main cuando hemos llenado la mitad del buffer.
345
346 QBEQ RMEM1, r8, r7 // Salta a RMEM1 cuando r8 es igual que r7 . Se ha superado el buffer.
347
348 QBA INIC1 // Vuelve a inicio para comprobar siguiente entrada
349
350 RMEM0:
351 SBBO r23, MFLAG, 0, 4 // Deja el día en posición 0x1fe0 de memoria. Indica a main.c que se ha llenado medio buffer.
352 QBA INIC1
353
354
355 RMEM1:
356 MOV r8, DDR // Pone en r8 otra vez el inicio de memoria
357 SBBO r23, MFLAG, 0, 4 // Deja el día en posición 0x1fe0 de memoria. Indica a main.c que se ha llenado el buffer
358 QBA INIC1
359
360
361 /***** PUESTA A CERO DE CONTADOR TIMER CADA SEGUNDO *****/
362 SETSEG:
363 MOV r17, r0 // Guarda en r17 el valor de los segundos actuales, para volver a comparar.
364 MOV r18, 0 // Carga 0 en registro r18. No toco r0 pues está el valor de segundos.
365 SBBO r18, TIMER, 0x3C, 4 // Pone a 0 el contador, simplemente escribiendo cero en él.
366 QBA INIC11
367
368 /*****/
369
370 /***** ACTUALIZACIÓN HORA CADA MINUTO Y CARGA EN MEMORIA DE CONTADORES *****/
371 JMIN:
372 // SBBO r10, r24, 0, 4 // limpia interrupciones 19 y 21 (pRU0 a ARM y ARM a PRU0). No usado en últimas versiones.
373
374 LBBO r0, RTC, 0, 24 // Actualiza fecha completa en los primeros registros, por si hay cambio hasta de año.
375 MOV r23, r3 // Pone en r23 el día para enviárselo a main.
376 MOV r15, r2 // Pone en r15 la hora.
377 MOV r16, r1 // Pone en r16 los minutos
378 SBBO r11, MPRU0, r22, 24 // vuelca los datos de los cuatro contadores más hh y mm en la memoria de la PRU
379 SBBO r0, MFLAG, 8, 24 // Deja segundos, minutos, hora, día, mes y año en posición 0x1fe8 a 0x1fff de memoria.
380 // Para que lo lea main.
381
382 MOV r11, 0 // Pone a 0 los contadores
383 MOV r12, 0
384 MOV r13, 0
385 MOV r14, 0
386
387 ADD r22, r22, 24
388 QBEQ JMIN1, r22, 24 // Salta a JMIN1 cuando r22 es igual a 24 (1 línea de datos).
389 // Se ha superado primera mitad del buffer. 24 bytes por línea o registro.
390
391 QBEQ JMIN2, r22, 48 // Salta a JMIN2 cuando r22 es igual a 48 (2 líneas de datos). Se ha superado el buffer.
392 // MOV r31.b0, 19 + 16 // Envía interrupción a ARM. No necesario en últimas versiones.
393 QBA INIC10 // Vuelve al punto donde fue llamada la rutina
394
395 JMIN1:
396 SBBO r23, MFLAG, 4, 4 // Pone el día en la dirección 0x1fe4 de la memoria PRU.
397 // He reservado los 16 últimos bytes de los 8k. Indica ARM que hay medio buffer de minutos
398 QBA INIC10
399
400 JMIN2:
401 MOV r22, 0 // Pone en r22 otra vez el inicio de memoria (la memoria de 8k de la PRU comienza en 0)
402 SBBO r23, MFLAG, 4, 4 // Pone el día en la dirección 0x1fe4 de la memoria PRU.
403 // He reservado los 16 últimos bytes de los 8k. Indica a ARM que está el buffer completo
404 QBA INIC10
405
406 /*****/
407
408 /***** BUCLE DE ESPERA. DEFINE TIEMPOS DE RELOJ *****/
409 DELAY:
410 SUB r21, r21, 1
411 QBNE DELAY, r21, 0 // loop hasta que r21 == 0 (delay)
412 JMP r24.w0 // Salta a dirección puesta en r24.w0 (16 bits). Para usar con instrucción JAL
413
414 DONE:
415 MOV r31.b0, 19 + 16 // Envía interrupción a host que avisa de finalización
416
417 HALT // Necesario para parar la PRU, si no sigue funcionando. En nuestro caso aquí no se llega.
```

J.4 Código fuente del software de la PRU1 en lenguaje ensamblador

```
1 /*****  
2 /**** PROGRAMA EN ENSAMBLADOR PARA PRU1, LECTURA DE LOS 8 ADC. *****/  
3 /*****  
4 /** GENERA SEÑAL DE RELOJ PARA LECTURA ADCs PARA ADQUISICIÓN DE DATOS EN MITO */  
5  
6 /**** Sindulfo 2022  
7 *  
8 * Inicio las pruebas con versión prulmito6. Se establece la bse del protocolo de comunicación con los ADC tipo ADS7818.  
9 *  
10 * VERSION 6  
11 * Archivos de código: MIT0v6 prumito6.bin prulmito6.bin  
12 * Ya con los dos programas de las PRUs funcionando.  
13 * PRU0 sigue haciendo recuento y dejándolo en buffer de minuto. Avisa a PRU1 cuando se produce una coincidencia a 8.  
14 * Le pasa dirección de memoria para grabar los datos ADC de los ADCs  
15 * PRU1 Lee los datos de ADCs y los graba en memoria junto a estampa de tiempo que graba PRU0 en buffer  
16 * Main recoge los datos y los graba en disco.  
17 * Cada dato son dos bytes. Mantengo buffer en 3000 registros (ahora de 28 bytes al poner también los datos de los 8 ADCs).  
18 * Main tiene que comprobar que PRU1 ha terminado de grabar un dato, para descargar buffer, por si le pilla justo  
19 * en el momento en que está leyendo los ADCs y poniendo datos en buffer.  
20  
21  
22 /*****  
23  
24 // Ensamblar con:  
25 // pasm -b prulmito6.p  
26  
27 /*****  
28  
29 .origin 0  
30  
31 #define DDR r29 // Dirección inicio de memoria DDR  
32 #define M12k r28 // Dirección de inicio de memoria compartida de 12 kB  
33 #define MPRU1 r27 // Dirección de inicio de memoria de PRU1 de 8 kB  
34 #define MPRU0 r26 // Dirección de inicio de memoria de PRU0 de 8 kB  
35  
36  
37 /***** REGISTROS ASIGNADOS *****/  
38 *  
39 * r0 Para operar.  
40 *  
41 * r1 a r10 No utilizados.  
42 *  
43 * r11 a r14 Datos de lectura de ADC1 a ADC8, correspondientes a PMT1 a PMT8.  
44 *  
45 * r15 a r19 No utilizados.  
46 *  
47 * r20 Guarda dato para temporizar pulsos.  
48 * r21 Guarda dato para temporizar pulsos  
49 * r22 Dirección memoria compartida para grabar datos de cada coincidencia.  
50 *  
51 * r23 No utilizado  
52 *  
53 * r24 Pongo la dirección de vuelta de cada rutina que llama al bucle de espera.  
54 * r25 Contador para bucle de espera  
55 * r26 Dirección de inicio de memoria 8k PRU0. 0x2000  
56 * r27 Dirección de inicio de memoria 12k: 0x1000  
57 * r28 Dirección de inicio de memoria 8k: 0x00000000  
58 * r29 Dirección de inicio de memoria DDR. No la utilizo en este programa, pero la deajo.  
59 * r30 Registro para comunicación escritura al exterior a través de GPIOs  
60 * r31 Registro para lectura de datos puestos en GPIOs desde el exterior */  
61  
62  
63  
64 // .entrypoint TOP // No es necesario marcar la rutina de entrada. Si no se dice, por defecto sigue la secuencia.  
65  
66 // TOP:  
67  
68 /***** INICIO *****/  
69  
70 /** Necesario para habilitar el acceso a otros chip.  
71 * La posición cuatro de la tabla de constantes es: PRU-ICSS CFG (local)  
72 * Esto lo hace también PRU0 al cargar. No sería necesario, pero lo deajo */  
73  
74 // Enable OCP master ports in SYSCFG register Cambia el bit cuatro de la tabla de constantes  
75 LBC0 r0, C4, 4, 4 // Lee 4 bytes de la dirección de memoria tomada de la tabla de constantes C4 + 4, y la pone en r0  
76 CLR r0, r0, 4 // pone a cero el bit 4 de r0. Ese bit habilita los puertos OCP (On Chip Peripheral).  
77 SBC0 r0, C4, 4, 4 // Escribe los cuatro bytes del r0 en la misma posición de memoria anterior (c4+4)  
78  
79 /** Carga algunos registros con variables ***/  
80  
81 MOV MPRU0, 0x2000 // pone en registro r26 la dirección de la memoria PRU0.  
82 MOV MPRU1, 0 // pone en registro r27 la dirección de la memoria PRU1.  
83 MOV M12k, 0x1000 // pone en registro r28 la dirección de la memoria compartida de 12 kB.  
84 LBBO DDR, M12k, 0, 4 // pone en registro r29 los cuatro primeros bytes leídos de la dirección de memoria MCOMP.  
85 // Ahí está grabada la dirección de inicio de memoria DDR.
```



```
86
87
88 /*****
89 /***** INICIO PROTOCOLO DE COMUNICACIÓN CON ADC (ADS 7818) *****/
90 * *****/
91
92 * MINIMO PERIODO DE RELOJ:          125 ns. Podrían ponerse ciclos de 200 ns
93 * MINIMO TIEMPO EN ESTADO BAJO O ALTO:  50 ns
94 * Salida con cada ciclo de reloj. MSB primero
95 * Paso de HOLD a SAMPLE síncrono con flanco de bajada de CONV. Es independiente de CLK.
96 * La transición de CLK debe ocurrir siempre mas de 10 ns después de que CONV pase a estado bajo,
97 * si no se produciría error en medida.
98 *
99 * Puede generarse carga de datos en paralelo por las 8 entradas de datos (internamente son 16 en PRU, aunque no todas
100 * tienen acceso los pines externos. Para ello se puede generar un reloj activando modo de captura en paralelo en
101 * registro CFG. Para ello, tendría que utilizar los pines P9.24 (PRU0) y P9.26 (PRU1) que son las que pueden habilitarse
102 * para entrada de reloj (bit 16 de r31).
103 *
104 * También puede generarse salida de datos secuenciados con reloj. En este caso el reloj sería el pin correspondiente
105 * al bit 1 del registro r30, es decir P8.46 (PRU1) y P9.29 (PRU0).
106 *
107 * Mejor reconstruir todo el protocolo. Tendría que generar la señal de reloj en salida y enviarlo a ADCs.
108 * Luego recoger dato en entradas. Además construyéndolo controlo tiempos mínimos.
109 *
110 * Para ello asigno:
111 * CLK   Pin P8.27   bit r30.8
112 * CONV  Pin P8.28   bit r30.10
113 *
114 * Secuencia según figura 9 de datasheet de ADS7818.
115 * Tiempo de adquisición mínimo 320 ns antes del flanco de bajada de CONV al inicio del reloj.
116 * La lectura de datos se hace en cada nivel alto de reloj un bit por ciclo empezando por el MSB en el tercer ciclo de CLK.
117 * En cada ciclo correspondiente, se lee secuencialmente el valor de los bits de cada nivel detectado por el ADC y se pasan
118 * al registro correspondiente.
119 *
120 * Los niveles de los PMT1 a PMT8 se conectarán a pines 39 a 46 respectivamente, que corresponden a los bits de r31
121 * en orden siguiente:
122 *
123 * P8      39      40      41      42      43      44      45      46
124 * PMT     PMT1    PMT2    PMT3    PMT4    PMT5    PMT6    PMT7    PMT8
125 * bit r31 6       7       4       5       2       3       0       1
126 * Registro 11w0   11w2   12w0   12w2   13w0   13w2   14w0   14w2
127 *
128 * El tiempo de cada bucle es 10N + 15 ns, siendo N el número de bucles de espera asignado en cada operación.
129 * Lectura de bits 16 instrucciones. 80 ns.
130 * Tiempo mínimo exigido desde flanco de caída de reloj hasta inicio dato válido: 30 ns.
131 * Por tanto, si leemos los datos en el nivel alto, no hay que esperar.
132 * En cada nivel alto o bajo hay que estar 50 ns mínimo.
133 * Según el código, tarda 80 ns en el nivel alto para recoger los bits de la entrada y pasarlos a su posición en cada dato.
134 * El nivel bajo se puede poner más corto con tal de respetar el tiempo mínimo de 50 ns. Lo pongo en 70 ns.
135 * El nivel alto lo pongo con un retardo delante de 25 ns y otro detrás de 30 ns. Total 135 ns.
136 * Esto significa que cada ciclo de reloj en lectura de cada bit durará, 205 ns.
137 * El grabado del dato y aviso a PRU0 de haber acabado son otros 60 ns.
138 * El cronograma del fabricante pone 16 ciclos (dos por delante y dos por detrás).
139 * Yo pongo 3 por delante (160+140+140) y 2 por detrás (140+140). Total: 160 + 140*4 + 205*12 = 3,18 us Duración de señal.
140 * El tiempo total de lectura y grabación en memoria será 3,18 us + 60 ns = 3,24 us
141 * Podría reducirse el ciclo completo hasta 2,5 us aproximadamente, pero no es necesario.
142
143 */
144
145 /***** INICIALIZA REGISTROS *****/
146
147 SBBO MPRU1, M12k, 8, 4 // Pone a 0 el flag, de aviso y donde se deja la dirección de memoria PRU1
148
149
150 INICIO:
151 MOV r11, 0
152 MOV r12, 0
153 MOV r13, 0
154 MOV r14, 0
155
156
157 MOV r20, 1 // Carga ciclos de bucle temporizador corto
158 MOV r21, 5 // Carga ciclos de bucle temporizador largo
159
160 // SET r30, r30, 10 // Pone a nivel alto CONV
161 // CLR r30, r30, 8 // Nivel BAJO en CLK
162
163
164 /***** ESPERA AVISO DE PRU0. SE HA PRODUCIDO COINCIDENCIA A 8 Y HAY QUE EXTRAER DATOS DE ADCs *****/
165
166 ESPERA:
167 LBBO r22, M12k, 8, 4 // Descarga de la memoria compartida la posición de memoria donde PRU0 graba estampa de tiempo.
168 // Ahí lo ha dejado PRU0
169 QBEQ ESPERA, MPRU1, r22 // Si no hay 0, (MPRU1 vale 0 siempre) ha habido otra coincidencia y continúa secuencia de
170 // lectura de ADCs.
```

```
171
172
173 /***** INICIO CONVERSIÓN Y LECTURA *****/
174
175
176 /***** CICLO I0 160 ns *****/
177 /** He visto que hay que poner un tiempo mínimo desde el flanco de bajada del reloj hasta el flanco de bajada de CONV.
178 * Por eso pongo esto. ***/
179
180 SET r30, r30, 8 // Nivel ALTO en CLK 5ns
181 MOV r25, r21 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 65 ns
182 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
183
184 CLR r30, r30, 8 // Nivel BAJO CLK 5ns
185
186 MOV r25, 2 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 35 ns
187 JAL r24.w0, DELAY // Desde nivel bajo de CLK hasta nivel bajo CONV deben pasar 10ns minimo.
188
189 CLR r30, r30, 10 // Nivel bajo en CONV. Modo HOLD. 5ns
190
191 MOV r25, 3 // Ajusta tiempo de bucle de espera en múltiplos de 10ns. 45 ns.
192 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera como un nivel bajo de reloj
193
194
195
196
197 /***** CICLO I1 140 ns *****/
198
199 SET r30, r30, 8 // Nivel ALTO en CLK 5 ns
200 MOV r25, r21 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 65 ns
201 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
202
203 CLR r30, r30, 8 // Nivel BAJO CLK 5 ns
204 MOV r25, r21 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 65 ns
205 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
206
207
208
209 /***** CICLO 1 140 ns *****/
210
211 SET r30, r30, 8 // Nivel ALTO en CLK 5 ns
212 MOV r25, r21 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 65 ns
213 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
214
215 CLR r30, r30, 8 // Nivel BAJO CLK 5 ns
216 MOV r25, r21 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 65 ns
217 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
218
219 /***** CICLO 2 Inicio lectura primer bit (MSB) en 8 ADC 230 ns *****/
220
221 SET r30, r30, 8 // Nivel ALTO en CLK 5ns
222
223 MOV r25, r20 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. Total 15 + 10N
224 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera 25 ns
225
226 /** Pone cada bit de las ocho entradas en el MSB de cada dato que están en registros r11 a r14. Utiliza los 12 bits
227 * menos significativos de los 16 + 16 bits de cada registro (bits 0 a 11 y 16 a 27). Esta rutina le ocupa 2
228 * instrucciones por entrada. 10 ns. En total 80 ns. A tener en cuenta en el cómputo total del ciclo.
229 * Voy a poner 1 ciclo de retardo (10+15 ns) antes y después de comenzar la lectura de bits, es decir 50 ns.
230 * Total: 210 ns cada nivel alto y bajo */
231
232 QBBC S00, r31, 6 // Si la entrada es 0, salta a rutina que lo devuelve aquí, saltándose la siguiente instrucción.
233 // No hace nada, pues los bits ya están inicializados a 0.
234 SET r11.w0, r11.w0, 11
235 S01:
236 QBBC S02, r31, 7
237 SET r11.w2, r11.w2, 11
238 S03:
239 QBBC S04, r31, 4
240 SET r12.w0, r12.w0, 11
241 S05:
242 QBBC S06, r31, 5
243 SET r12.w2, r12.w2, 11
244 S07:
245 QBBC S08, r31, 2
246 SET r13.w0, r13.w0, 11
247 S09:
248 QBBC S10, r31, 3
249 SET r13.w2, r13.w2, 11
250 S11:
251 QBBC S12, r31, 0
252 SET r14.w0, r14.w0, 11
253 S13:
254 QBBC S14, r31, 1
255 SET r14.w2, r14.w2, 11
```

```
256 S15:
257 // Total lectura ADCs 80 ns
258 MOV r25, r20
259 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera 25 ns
260
261 CLR r30, r30, 8 // Nivel BAJ0 CLK 5 ns
262
263 MOV r25, r21
264 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera 65 ns
265
266
267 /***** CICLO 3 205 ns *****/
268
269 SET r30, r30, 8 // Nivel ALTO en CLK 5 ns
270 MOV r25, r20 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 25 ns
271 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
272
273
274 QBBC S16, r31, 6 // Si la entrada es 0, salta a rutina que lo devuelve aquí, saltándose la siguiente instrucción.
275 // No hace nada, pues los bits ya están inicializados a 0. 10 ns en lectura o escritura por ADC.
276 SET r11.w0, r11.w0, 10
277 S17:
278 QBBC S18, r31, 7
279 SET r11.w2, r11.w2, 10
280 S19:
281 QBBC S20, r31, 4
282 SET r12.w0, r12.w0, 10
283 S21:
284 QBBC S22, r31, 5
285 SET r12.w2, r12.w2, 10
286 S23:
287 QBBC S24, r31, 2
288 SET r13.w0, r13.w0, 10
289 S25:
290 QBBC S26, r31, 3
291 SET r13.w2, r13.w2, 10
292 S27:
293 QBBC S28, r31, 0
294 SET r14.w0, r14.w0, 10
295 S29:
296 QBBC S30, r31, 1
297 SET r14.w2, r14.w2, 10
298 S31:
299
300 MOV r25, r20 // 25 ns
301 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
302
303 CLR r30, r30, 8 // Nivel BAJ0 CLK 5 ns
304 MOV r25, r21 // 65 ns
305 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
306
307
308 /***** CICLO 4 205 ns *****/
309
310 SET r30, r30, 8 // Nivel ALTO en CLK 5 ns
311 MOV r25, r20 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 25 ns
312 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
313
314
315 QBBC S32, r31, 6 // Si la entrada es 0, salta a rutina que lo devuelve aquí, saltándose la siguiente instrucción.
316 // No hace nada, pues los bits ya están inicializados a 0.
317 SET r11.w0, r11.w0, 9
318 S33:
319 QBBC S34, r31, 7
320 SET r11.w2, r11.w2, 9
321 S35:
322 QBBC S36, r31, 4
323 SET r12.w0, r12.w0, 9
324 S37:
325 QBBC S38, r31, 5
326 SET r12.w2, r12.w2, 9
327 S39:
328 QBBC S40, r31, 2
329 SET r13.w0, r13.w0, 9
330 S41:
331 QBBC S42, r31, 3
332 SET r13.w2, r13.w2, 9
333 S43:
334 QBBC S44, r31, 0
335 SET r14.w0, r14.w0, 9
336 S45:
337 QBBC S46, r31, 1
338 SET r14.w2, r14.w2, 9
339 S47:
340 // Total lectura ADCs 80 ns
```

```
341 MOV r25, r20 // 25 ns
342 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
343
344 CLR r30, r30, 8 // Nivel BAJO CLK 5 ns
345 MOV r25, r21 // 65 ns
346 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
347
348
349 /***** CICLO 5 205 ns *****/
350
351 SET r30, r30, 8 // Nivel ALTO en CLK 5 ns
352 MOV r25, r20 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 25 ns
353 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
354
355
356 QBBC S48, r31, 6 // Si la entrada es 0, salta a rutina que lo devuelve aquí, saltándose la siguiente instrucción.
357 // No hace nada, pues los bits ya están inicializados a 0. 5ns
358 SET r11.w0, r11.w0, 8
359 S49:
360 QBBC S50, r31, 7
361 SET r11.w2, r11.w2, 8
362 S51:
363 QBBC S52, r31, 4
364 SET r12.w0, r12.w0, 8
365 S53:
366 QBBC S54, r31, 5
367 SET r12.w2, r12.w2, 8
368 S55:
369 QBBC S56, r31, 2
370 SET r13.w0, r13.w0, 8
371 S57:
372 QBBC S58, r31, 3
373 SET r13.w2, r13.w2, 8
374 S59:
375 QBBC S60, r31, 0
376 SET r14.w0, r14.w0, 8
377 S61:
378 QBBC S62, r31, 1
379 SET r14.w2, r14.w2, 8
380 S63:
381
382 MOV r25, r20 // 25 ns
383 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
384
385 CLR r30, r30, 8 // Nivel BAJO CLK 5 ns
386 MOV r25, r21 // 65 ns
387 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
388
389
390 /***** CICLO 6 205 ns *****/
391
392 SET r30, r30, 8 // Nivel ALTO en CLK 5 ns
393 MOV r25, r20 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 25 ns
394 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
395
396
397 QBBC S64, r31, 6 // Si la entrada es 0, salta a rutina que lo devuelve aquí, saltándose la siguiente instrucción.
398 // No hace nada, pues los bits ya están inicializados a 0. 5ns
399 SET r11.w0, r11.w0, 7
400 S65:
401 QBBC S66, r31, 7
402 SET r11.w2, r11.w2, 7
403 S67:
404 QBBC S68, r31, 4
405 SET r12.w0, r12.w0, 7
406 S69:
407 QBBC S70, r31, 5
408 SET r12.w2, r12.w2, 7
409 S71:
410 QBBC S72, r31, 2
411 SET r13.w0, r13.w0, 7
412 S73:
413 QBBC S74, r31, 3
414 SET r13.w2, r13.w2, 7
415 S75:
416 QBBC S76, r31, 0
417 SET r14.w0, r14.w0, 7
418 S77:
419 QBBC S78, r31, 1
420 SET r14.w2, r14.w2, 7
421 S79:
422
423 MOV r25, r20 // 25 ns
424 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
425
```

```
426 CLR r30, r30, 8 // Nivel BAJO CLK 5 ns
427 MOV r25, r21 // 65 ns
428 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
429
430
431 /***** CICLO 7 205 ns *****/
432
433 SET r30, r30, 8 // Nivel ALTO en CLK 5 ns
434 MOV r25, r20 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 25 ns
435 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
436
437
438 QBBC S80, r31, 6 // Si la entrada es 0, salta a rutina que lo devuelve aquí, saltándose la siguiente instrucción.
439 // No hace nada, pues los bits ya están inicializados a 0. 5ns
440 SET r11.w0, r11.w0, 6
441 S81:
442 QBBC S82, r31, 7
443 SET r11.w2, r11.w2, 6
444 S83:
445 QBBC S84, r31, 4
446 SET r12.w0, r12.w0, 6
447 S85:
448 QBBC S86, r31, 5
449 SET r12.w2, r12.w2, 6
450 S87:
451 QBBC S88, r31, 2
452 SET r13.w0, r13.w0, 6
453 S89:
454 QBBC S90, r31, 3
455 SET r13.w2, r13.w2, 6
456 S91:
457 QBBC S92, r31, 0
458 SET r14.w0, r14.w0, 6
459 S93:
460 QBBC S94, r31, 1
461 SET r14.w2, r14.w2, 6
462 S95:
463
464 MOV r25, r20 // 25 ns
465 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
466
467 CLR r30, r30, 8 // Nivel BAJO CLK 5 ns
468 MOV r25, r21 // 75ns
469 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
470
471
472 /***** CICLO 8 205 ns *****/
473
474 SET r30, r30, 8 // Nivel ALTO en CLK 5 ns
475 MOV r25, r20 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 25 ns
476 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
477
478
479 QBBC J00, r31, 6 // Si la entrada es 0, salta a rutina que lo devuelve aquí, saltándose la siguiente instrucción.
480 // No hace nada, pues los bits ya están inicializados a 0. 5ns
481 SET r11.w0, r11.w0, 5
482 J01:
483 QBBC J02, r31, 7
484 SET r11.w2, r11.w2, 5
485 J03:
486 QBBC J04, r31, 4
487 SET r12.w0, r12.w0, 5
488 J05:
489 QBBC J06, r31, 5
490 SET r12.w2, r12.w2, 5
491 J07:
492 QBBC J08, r31, 2
493 SET r13.w0, r13.w0, 5
494 J09:
495 QBBC J10, r31, 3
496 SET r13.w2, r13.w2, 5
497 J11:
498 QBBC J12, r31, 0
499 SET r14.w0, r14.w0, 5
500 J13:
501 QBBC J14, r31, 1
502 SET r14.w2, r14.w2, 5
503 J15:
504
505 MOV r25, r20 // 25 ns
506 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
507
508 CLR r30, r30, 8 // Nivel BAJO CLK 5 ns
509 MOV r25, r21 // 75 ns
510 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
```

```
511
512 /***** CICLO 9 205 ns *****/
513
514 SET r30, r30, 8 // Nivel ALTO en CLK 5 ns
515 MOV r25, r20 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 25 ns
516 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
517
518
519 QBBC J16, r31, 6 // Si la entrada es 0, salta a rutina que lo devuelve aquí, saltándose la siguiente instrucción.
520 // No hace nada, pues los bits ya están inicializados a 0. 5ns
521 SET r11.w0, r11.w0, 4
522 J17:
523 QBBC J18, r31, 7
524 SET r11.w2, r11.w2, 4
525 J19:
526 QBBC J20, r31, 4
527 SET r12.w0, r12.w0, 4
528 J21:
529 QBBC J22, r31, 5
530 SET r12.w2, r12.w2, 4
531 J23:
532 QBBC J24, r31, 2
533 SET r13.w0, r13.w0, 4
534 J25:
535 QBBC J26, r31, 3
536 SET r13.w2, r13.w2, 4
537 J27:
538 QBBC J28, r31, 0
539 SET r14.w0, r14.w0, 4
540 J29:
541 QBBC J30, r31, 1
542 SET r14.w2, r14.w2, 4
543 J31:
544
545 MOV r25, r20 // 25 ns
546 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
547
548 CLR r30, r30, 8 // Nivel BAJO CLK 5 ns
549 MOV r25, r21 // 75ns
550 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
551
552
553 /***** CICLO 10 205 ns *****/
554
555 SET r30, r30, 8 // Nivel ALTO en CLK 5 ns
556 MOV r25, r20 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 25 ns
557 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
558
559
560 QBBC J32, r31, 6 // Si la entrada es 0, salta a rutina que lo devuelve aquí, saltándose la siguiente instrucción.
561 // No hace nada, pues los bits ya están inicializados a 0. 5ns
562 SET r11.w0, r11.w0, 3
563 J33:
564 QBBC J34, r31, 7
565 SET r11.w2, r11.w2, 3
566 J35:
567 QBBC J36, r31, 4
568 SET r12.w0, r12.w0, 3
569 J37:
570 QBBC J38, r31, 5
571 SET r12.w2, r12.w2, 3
572 J39:
573 QBBC J40, r31, 2
574 SET r13.w0, r13.w0, 3
575 J41:
576 QBBC J42, r31, 3
577 SET r13.w2, r13.w2, 3
578 J43:
579 QBBC J44, r31, 0
580 SET r14.w0, r14.w0, 3
581 J45:
582 QBBC J46, r31, 1
583 SET r14.w2, r14.w2, 3
584 J47:
585
586 MOV r25, r20 // 25 ns
587 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
588
589 CLR r30, r30, 8 // Nivel BAJO CLK 5 ns
590 MOV r25, r21 // 75 ns
591 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
592
593
594 /***** CICLO 11 205 ns *****/
595
```

```
596 SET r30, r30, 8 // Nivel ALTO en CLK 5 ns
597 MOV r25, r20 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 25 ns
598 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
599
600
601 QBBC J48, r31, 6 // Si la entrada es 0, salta a rutina que lo devuelve aquí, saltándose la siguiente instrucción.
602 // No hace nada, pues los bits ya están inicializados a 0. 5ns
603 SET r11.w0, r11.w0, 2
604 J49:
605 QBBC J50, r31, 7
606 SET r11.w2, r11.w2, 2
607 J51:
608 QBBC J52, r31, 4
609 SET r12.w0, r12.w0, 2
610 J53:
611 QBBC J54, r31, 5
612 SET r12.w2, r12.w2, 2
613 J55:
614 QBBC J56, r31, 2
615 SET r13.w0, r13.w0, 2
616 J57:
617 QBBC J58, r31, 3
618 SET r13.w2, r13.w2, 2
619 J59:
620 QBBC J60, r31, 0
621 SET r14.w0, r14.w0, 2
622 J61:
623 QBBC J62, r31, 1
624 SET r14.w2, r14.w2, 2
625 J63:
626
627 MOV r25, r20 // 25 ns
628 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
629
630 CLR r30, r30, 8 // Nivel BAJO CLK 5 ns
631 MOV r25, r21 // 75 ns
632 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
633
634
635 /***** CICLO 12 205 ns *****/
636
637 SET r30, r30, 8 // Nivel ALTO en CLK 5 ns
638 MOV r25, r20 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 25 ns
639 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
640
641
642 QBBC J64, r31, 6 // Si la entrada es 0, salta a rutina que lo devuelve aquí, saltándose la siguiente instrucción.
643 // No hace nada, pues los bits ya están inicializados a 0. 5ns
644 SET r11.w0, r11.w0, 1
645 J65:
646 QBBC J66, r31, 7
647 SET r11.w2, r11.w2, 1
648 J67:
649 QBBC J68, r31, 4
650 SET r12.w0, r12.w0, 1
651 J69:
652 QBBC J70, r31, 5
653 SET r12.w2, r12.w2, 1
654 J71:
655 QBBC J72, r31, 2
656 SET r13.w0, r13.w0, 1
657 J73:
658 QBBC J74, r31, 3
659 SET r13.w2, r13.w2, 1
660 J75:
661 QBBC J76, r31, 0
662 SET r14.w0, r14.w0, 1
663 J77:
664 QBBC J78, r31, 1
665 SET r14.w2, r14.w2, 1
666 J79:
667
668 // SET r30, r30, 10 // Pone CONV a nivel bajo para no entrar en modo low power (antes del inicio del ciclo 13)
669
670 MOV r25, r20 // 25 ns
671 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
672
673 CLR r30, r30, 8 // Nivel BAJO CLK 5 ns
674 MOV r25, r21 // 75 ns
675 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
676
677
678 /***** CICLO 13 205 ns *****/
679
680 SET r30, r30, 8 // Nivel ALTO en CLK 5 ns
```

```
681 MOV r25, r20 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 25 ns
682 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
683
684
685 QBBC J80, r31, 6 // Si la entrada es 0, salta a rutina que lo devuelve aquí, saltándose la siguiente instrucción.
686 // No hace nada, pues los bits ya están inicializados a 0. 5ns
687 SET r11.w0, r11.w0, 0
688 J81:
689 QBBC J82, r31, 7
690 SET r11.w2, r11.w2, 0
691 J83:
692 QBBC J84, r31, 4
693 SET r12.w0, r12.w0, 0
694 J85:
695 QBBC J86, r31, 5
696 SET r12.w2, r12.w2, 0
697 J87:
698 QBBC J88, r31, 2
699 SET r13.w0, r13.w0, 0
700 J89:
701 QBBC J90, r31, 3
702 SET r13.w2, r13.w2, 0
703 J91:
704 QBBC J92, r31, 0
705 SET r14.w0, r14.w0, 0
706 J93:
707 QBBC J94, r31, 1
708 SET r14.w2, r14.w2, 0
709 J95:
710
711 MOV r25, r20 // 25 ns
712 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
713
714 CLR r30, r30, 8 // Nivel BAJO CLK 5 ns
715 MOV r25, r21 // 75 ns
716 JAL r24.w0, DELAY // Bucle de espera
717
718 /***** CICLO 14 140 ns *****/
719
720 SET r30, r30, 8 // Nivel ALTO en CLK 5 ns
721 MOV r25, r21 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 65 ns
722 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
723
724 CLR r30, r30, 8 // Nivel BAJO CLK 5 ns
725 MOV r25, r21 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 65 ns
726 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
727
728 /***** CICLO 15 140 ns *****/
729
730 SET r30, r30, 8 // Nivel ALTO en CLK 5 ns
731 MOV r25, r21 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 65 ns
732 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
733
734 CLR r30, r30, 8 // Nivel BAJO CLK 5 ns
735 MOV r25, r21 // Pone en contador tiempo a esperar en múltiplos de 10ns. 65 ns
736 JAL r24.w0, DELAY // Hace bucle de espera
737
738 /***** FINAL DE CONVERSIÓN Y DE LECTURA 5 ns *****/
739
740 SET r30, r30, 10 // Nivel ALTO en CONV. Modo SAMPLE. No hace falta ponerlo aquí. Se hace al volver a INICIO */
741
742
743 /***** GRABACIÓN DE DATOS RECOGIDOS EN MEMORIA 30 ns *****/
744
745 SBB0 r11, r22, 12, 16 // Hay que saltar los 12 bytes donde se ha grabado la hora y us. Graba r11 a r14.
746 // SBB0 r11, M12k,12,16 // Esto era para hacer prueba y desde main leer la posición de memoria.
747 // Funciona correctamente capta 12 bits en las entradas correctas.
748
749
750 /***** ¡¡¡ OJO !!!! ESTO ES PARA AVISAR A PRU0 QUE HA TERMINADO LA LECTURA Y GRABACIÓN.
751 * Si hay más impulsos mientras hace el proceso son ignorados pues PRU0 pondrá la dirección de memoria,
752 * pero al poner ahora 0 se pisa.
753 * Aprovecho que el registro MPRU1 vale 0 para ahorrar la carga a 0 de un registro */
754
755 SBB0 MPRU1, M12k, 8, 4 // Pone a 0 el flag, aviso a PRU1 25 ns
756
757 /*****
758
759
760 QBA INICIO // Se vuelve a inicio a esperar aviso de lectura de ADCs
761
762
763 /** RUTINAS DE SALTO CUANDO NO ESTÁ ACTIVO UN BIT ***/
764
765 S00: QBA S01
```


766 S02: QBA S03
767 S04: QBA S05
768 S06: QBA S07
769 S08: QBA S09
770 S10: QBA S11
771 S12: QBA S13
772 S14: QBA S15
773
774 S16: QBA S17
775 S18: QBA S19
776 S20: QBA S21
777 S22: QBA S23
778 S24: QBA S25
779 S26: QBA S27
780 S28: QBA S29
781 S30: QBA S31
782
783 S32: QBA S33
784 S34: QBA S35
785 S36: QBA S37
786 S38: QBA S39
787 S40: QBA S41
788 S42: QBA S43
789 S44: QBA S45
790 S46: QBA S47
791
792 S48: QBA S49
793 S50: QBA S51
794 S52: QBA S53
795 S54: QBA S55
796 S56: QBA S57
797 S58: QBA S59
798 S60: QBA S61
799 S62: QBA S63
800
801 S64: QBA S65
802 S66: QBA S67
803 S68: QBA S69
804 S70: QBA S71
805 S72: QBA S73
806 S74: QBA S75
807 S76: QBA S77
808 S78: QBA S79
809
810 S80: QBA S81
811 S82: QBA S83
812 S84: QBA S85
813 S86: QBA S87
814 S88: QBA S89
815 S90: QBA S91
816 S92: QBA S93
817 S94: QBA S95
818
819 J00: QBA J01
820 J02: QBA J03
821 J04: QBA J05
822 J06: QBA J07
823 J08: QBA J09
824 J10: QBA J11
825 J12: QBA J13
826 J14: QBA J15
827
828 J16: QBA J17
829 J18: QBA J19
830 J20: QBA J21
831 J22: QBA J23
832 J24: QBA J25
833 J26: QBA J27
834 J28: QBA J29
835 J30: QBA J31
836
837 J32: QBA J33
838 J34: QBA J35
839 J36: QBA J37
840 J38: QBA J39
841 J40: QBA J41
842 J42: QBA J43
843 J44: QBA J45
844 J46: QBA J47
845
846 J48: QBA J49
847 J50: QBA J51
848 J52: QBA J53
849 J54: QBA J55
850 J56: QBA J57

```
851 J58: QBA J59
852 J60: QBA J61
853 J62: QBA J63
854
855 J64: QBA J65
856 J66: QBA J67
857 J68: QBA J69
858 J70: QBA J71
859 J72: QBA J73
860 J74: QBA J75
861 J76: QBA J77
862 J78: QBA J79
863
864 J80: QBA J81
865 J82: QBA J83
866 J84: QBA J85
867 J86: QBA J87
868 J88: QBA J89
869 J90: QBA J91
870 J92: QBA J93
871 J94: QBA J95
872
873 /*****/
874
875 /***** BUCLE DE ESPERA. DEFINE TIEMPOS DE RELOJ *****/
876
877 DELAY:
878 SUB r25, r25, 1
879 QBNE DELAY, r25, 0
880 JMP r24.w0 // Salta a dirección puesta en r24.w0 (16 bits). Para usar con instrucción JAL
881 /*****/
882
883
884 DONE:
885
886 MOV r31.b0, 19 + 16 // Envía interrupción a host que avisa de finalización
887
888
889 HALT // Necesario para parar la PRU, si no sigue funcionando. En nuestro caso aquí no se llega.
890
```